

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

М. С. ДЕНИСОВ

ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

Учебно-практическое пособие



Владимир 2021

УДК 621.317.08

ББК 30.10

Д33

Рецензенты:

Кандидат технических наук

доцент кафедры автоматизированных технологических систем

Брянского государственного технического университета

С. Ю. Сьянов

Кандидат технических наук, доцент

доцент кафедры технологий функциональных и конструкционных

материалов Владимирского государственного университета

имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

Е. С. Прусов

Издается по решению редакционно-издательского совета ВлГУ

Денисов, М. С.

Д33

Технические измерения и приборы : учеб.-практ. пособие /
М. С. Денисов ; Владим. гос. ун-т им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. –
Владимир : Изд-во ВлГУ, 2021. – 148 с. – ISBN 978-5-9984-1194-6.

Приведены общие сведения о метрологических основах измерений и способах оценки их погрешностей. Рассмотрены принципы действия и особенности устройства современных средств измерения температуры, давления, скорости, количества и расхода жидкостей и газов, контроля уровня, состава и свойств веществ. Тематика представленных лабораторных работ направлена на закрепление теоретических знаний и приобретение практических навыков расчета метрологических характеристик измерительных приборов, проведения их поверки и оценки результатов измерений.

Предназначено для студентов всех форм обучения по направлению подготовки 15.03.04 – Автоматизация технологических процессов и производств.

Рекомендовано для формирования профессиональных компетенций в соответствии с ФГОС ВО.

Ил. 82. Табл. 7. Библиогр.: 31 назв.

УДК 621.317.08

ББК 30.10

ISBN 978-5-9984-1194-6

© ВлГУ, 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
-----------------------	---

Раздел I. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Глава 1. ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИБОРОВ И СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ	7
1.1. Общие принципы построения ГСП	7
1.2. Основные понятия и определения в области измерений и измерительной техники	13
1.3. Метрологические характеристики датчиков	24
Контрольные вопросы.....	28
Глава 2. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ДАТЧИКОВ	29
2.1. Входные характеристики интерфейсных схем	29
2.2. Усилители	31
Контрольные вопросы.....	37
Глава 3. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПАССИВНЫХ ДАТЧИКОВ	38
3.1. Общие характеристики схем формирования сигналов	38
3.2. Потенциометрические схемы	42
3.3. Мостовые схемы	53
3.4. Измерение импеданса датчиков и его параметров	66
3.5. Характеристики выходного сигнала измерительной схемы.....	76
Контрольные вопросы.....	85

Глава 4. УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СИГНАЛА	86
4.1. Согласование датчика с измерительной схемой	86
4.2. Коррекция погрешности линейности	88
4.3. Усиление измерительного сигнала и исключение постоянной составляющей	97
Контрольные вопросы.....	108

Раздел II. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

<i>Лабораторная работа № 1. Изучение приборов для измерения температуры. Термометры сопротивления. Электронный автоматический мост</i>	109
<i>Лабораторная работа № 2. Изучение приборов для измерения давления</i>	118
<i>Лабораторная работа № 3. Изучение принципа действия и устройства хроматографа</i>	129
<i>Лабораторная работа № 4. Поверка волоконно-оптического мутномера типа АОМ-202</i>	137
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	144
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	145

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время самые различные отрасли народного хозяйства опираются на измерения электрических и неэлектрических величин. Качеством измерений определяется возможность освоения новых технологических процессов, а также проведение на современном уровне научных исследований.

Новые требования, предъявляемые к измерительной технике, вызывают необходимость совершенствования классических видов измерительных приборов и создания новых. При этом при создании измерительных преобразователей используются достижения различных отраслей науки и техники.

Изучение дисциплины «Технические измерения и приборы» базируется на теоретическом и практическом материале, содержащемся в курсах «Теоретические основы электротехники», «Электроника», «Теория управления», «Высшая математика», «Физика», «Метрология и стандартизация», «Прикладная механика».

Материал данной дисциплины используется при изучении курсов «Автоматизация технологических процессов», «Технические средства автоматизации», а также при выполнении курсовых работ и дипломных проектов.

Необходимость изучения общих вопросов, касающихся технических измерений, обусловлена тем, что технические измерения являются неотъемлемой частью технологических процессов и представляют собой основу при реализации информационно-управляющих систем в промышленных сферах производства, а также при реализации технического обеспечения автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП).

Дисциплина «Технические измерения и приборы» предполагает изучение общих принципов построения Государственной системы

промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП), классификации приборов и устройств, входящих в ГСП; знакомство с основными терминами и определениями в измерительной технике; изучение видов и способов формирования и анализа сигналов измерительной информации; рассмотрение принципов построения и основных характеристик аналоговых и цифровых измерительных устройств при работе в статическом и динамическом режимах; знакомство с физическими принципами, устройством и характеристиками, особенностями эксплуатации и обслуживания приборов для измерения неэлектрических величин.

В основу книги положен курс лекций, читаемый автором на протяжении нескольких лет в ВлГУ.

По дисциплине «Технические измерения и приборы» предусмотрен лабораторный практикум, в котором студенты закрепляют знания по устройству датчиков, измерительных схем для формирования аналоговой информации, цифрового преобразования и средства отображения информации.

Раздел I. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Глава 1. ГОСУДАРСТВЕННАЯ СИСТЕМА ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРИБОРОВ И СРЕДСТВ АВТОМАТИЗАЦИИ

1.1. Общие принципы построения ГСП

Государственная система промышленных приборов (ГСП) и средств автоматизации основана на стандартных внутренних и внешних связях, рациональной структуре и конструктивных формах в модульно-блочном построении ее функциональных устройств и предусматривает их агрегатирование в комплексах измерительной, вычислительной, аналитической и других видах техники для построения систем информации, контроля, регулирования и управления.

Реализация типовых функций АСУ ТП осуществляется в ГСП аппаратными средствами, иерархическая структура которых изображена на рис. 1.



Рис. 1. Иерархическая структура технических средств ГСП

Средства 1-го уровня представляют собой локальные АСР, включающие в себя датчики и исполнительные устройства. Средства 2-го и 3-го уровней выполняют функции программного управления, стабилизации режимов работы технологического объекта управления (ТОУ) и вывода на режим, включая ручное и программно-логическое управления. Задачи исследования ТОУ и оптимизации процесса управления решаются средствами 4-го уровня. С помощью этих же средств выполняются функции представления информации и сервисные функции.

Исследования и оценка задач автоматизации в различных отраслях промышленности показывают, что в настоящее время только в группе датчиков имеется потенциальный спрос на приборы для измерения более 2000 физических величин. Такое положение с учетом известных методов измерений диапазонов значений измеряемых величин и условий эксплуатации может привести к необходимости изготовления нескольких десятков тысяч модификаций датчиков. Следовательно, одна из главнейших задач, решаемых комплексами ГСП, состоит в создании ограниченной номенклатуры унифицированных устройств, способных максимально удовлетворять потребности различных отраслей промышленности.

Сокращение номенклатуры средств автоматизации достигается объединением их в отдельные функциональные группы путем сведения функций этих устройств к ограниченному числу типовых функций.

Оптимизация состава каждой группы обеспечивается разработкой параметрических рядов изделий. В основу ряда заложены более узкая специализация выполняемых функций (типизация инструментальных методик измерения или метода преобразования информации), ограничения по видам и параметрам сигналов, несущих информацию о контролируемой величине или команде управления, ограничения по техническим параметрам изделий, пределам измерений, классам точности, параметрам питания и, наконец, унификация конструктивного исполнения изделий. Существенное сокращение числа функций различных устройств достигается обеспечением их совместимости в автоматизированных системах управления. Концепция совместимости, включающая в себя требования информационного, энергетического, конструктивного, метрологического, эксплуатационного сопряжений между изделиями ГСП, основана на последовательной унификации и стандартизации свойств и характеристик изделий.

Применительно к информационным связям термин «унификация» означает введение ограничений, налагаемых на сигналы, несущие сведения о контролируемой величине или команде. Унифицируются виды носителей нормированной информации (электрические – сигналы, коды и согласование входов и выходов; вещественные – с механическим носителем на перфокартах, перфолентах, бланках для записи и печати, с магнитными носителями). Определяется также способ представления информации в изделиях ГСП – аналоговый и дискретный.

Конструктивная совместимость изделий предусматривает прежде всего унификацию присоединительных размеров отдельных деталей и модулей, введение типовых узлов, создание единой элементной базы, разработку общих принципов конструирования приборов. При конструировании устройств ГСП принят блочно-модульный принцип построения изделий. Применение этого принципа делает приборы более универсальными, позволяет использовать при их создании рациональный минимум конструктивных элементов (сокращается количество наименований деталей). Вместе с тем возможность простой и легкой замены отдельных узлов позволяет модернизировать эти приборы в процессе эксплуатации, повышает их ремонтпригодность и расширяет круг решаемых ими задач (путем различных сочетаний функциональных звеньев и введением специализированных деталей).

Ввиду многообразия производств и технологических процессов важное место отводится разделению приборов и устройств по группам условий эксплуатации. По защищенности от воздействия окружающей среды изделия ГСП подразделяются на следующие исполнения:

- обыкновенное;
- пылезащищенное;
- взрывозащищенное;
- герметическое;
- водозащищенное;
- защищенное от агрессивной среды.

В зависимости от предполагаемых механических воздействий предусматривается обыкновенное и виброустойчивое исполнение.

Классификация приборов и устройств ГСП

Устройства ГСП по роду используемой вспомогательной энергии носителя сигналов в канале связи, применяемой для приема и передачи информации и команд управления, делятся на *электрические, пневматические и гидравлические*. В отдельных видах изделий ГСП могут быть использованы и другие виды энергии носителей сигналов (акустическая, оптическая, механическая и др.). В ГСП входят также устройства, работающие без использования вспомогательной энергии (приборы и регуляторы прямого действия).

Устройства, питающиеся при эксплуатации энергией одного рода, образуют структурную группу в Государственной системе приборов, или «ветвь ГСП».

АСУ ТП, комплектуемые из приборов электрической ветви, имеют преимущества по чувствительности, точности, быстродействию дальности связей, обеспечивают высокую схемную и конструктивную унификацию приборов. Применение интегральных микросхем способствует уменьшению габаритных размеров и массы приборов, сокращению количества потребляемой ими энергии, повышению их надежности и расширению функциональных возможностей (создание многофункциональных приборов), позволяет применять при их изготовлении современную прогрессивную технологию. Использование в АСУ ТП аналоговых и цифровых микросхем и микропроцессоров особенно важно в группе контрольно-измерительных приборов, так как обеспечивает возможность их непосредственной связи с ЭВМ.

Приборы пневматической ветви характеризуются безопасностью применения в легковоспламеняемых и взрывоопасных средах, высокой надежностью в тяжелых условиях работы, особенно при использовании в агрессивной среде. Они легко комбинируются друг с другом. Однако пневматические приборы уступают электронным в тех случаях, когда технологический процесс требует больших быстродействий или передачи сигналов на значительные расстояния.

Гидравлические приборы позволяют получать точные перемещения исполнительных механизмов при больших усилиях.

Типовые конструкции и унифицированные сигналы ГСП

Одним из важнейших принципов, лежащих в основе построения ГСП, следует назвать требование конструктивного сопряжения устройств в системах контроля, регулирования и управления технологическими процессами. Высокая степень унификации достигнута в ряде групп изделий ГСП: в приборах для измерения температуры, датчиках теплоэнергетических параметров с силовой компенсацией, вторичных регистрирующих приборах, в исполнительных пневматических унифицированных устройствах.

В настоящее время разработан комплекс унифицированных типовых конструкций (УТК), обеспечивающий нормализацию габаритных и присоединительных размеров и введение типовых конструкций для изделий «центральной части» ГСП и некоторых периферийных устройств. С учетом особенностей приборов различного функционального назначения УТК подразделяются на две части: общепромышленную и приборную.

Общепромышленная часть УТК служит для компоновки аппаратуры промышленной автоматики, технологических устройств, периферийных (для связи с объектом) средств управляющей вычислительной техники и других изделий ГСП, используемых в автоматизированных системах управления.

Приборная часть УТК предназначена для электроизмерительных и аналитических приборов, управляющей и вычислительной техники, испытательных установок и прочей аппаратуры.

При разработке обеих частей комплекса проектировщики руководствуются следующими принципами:

- максимальный учет основных положений ГСП: унификация, агрегатирование, совместимость;
- включение в номенклатуру УТК минимального количества изделий (их типоразмеров и исполнений), необходимых для решения всех задач, соответствующих назначению комплекса;
- учет функционального назначения каждого изделия, условий его эксплуатации и хранения;
- взаимосвязь с устройствами других функциональных групп в автоматизированных системах управления;
- совместимость УТК с уже существующими изделиями.

Унифицированный сигнал (УС) ГСП – это сигнал дистанционной передачи информации с унифицированными параметрами, обеспечивающий информационное сопряжение между блоками, приборами и установками ГСП.

Под унифицированным параметром УС ГСП понимается тот, который выступает носителем информации, а именно: значение постоянного или переменного тока, или напряжения, или частоты и давления воздуха пневматического сигнала.

В зависимости от вида унифицированных параметров в ГСП применяют унифицированные сигналы четырех групп:

- тока и напряжения электрические непрерывные;
- частотные электрические непрерывные;
- электрические кодированные;
- пневматические.

Каждая группа УС ГСП определяется соответствующим государственным стандартом. В качестве примера в табл. 1 приведены основные виды унифицированных аналоговых сигналов ГСП.

Таблица 1

Основные виды унифицированных аналоговых сигналов

Сигнал	Величина	
1. Электрический на постоянном токе	0...5 мА, 0...20 мА, –5...0...5 мА	
2. Электрический на постоянном напряжении	0...10 мВ 0...20 мВ –10...0...10 мВ	0...10 В 0...1 В –1...0...1 В
3. Электрический на переменном напряжении	0...2 В 0...1 В	
4. Электрические сигналы переменного тока на частоте	4... 8 кГц 2. ...4 кГц	
5. Пневматические сигналы	20...100 кПа (или 0,2...1,0 кгс/см ²)	

1.2. Основные понятия и определения в области измерений и измерительной техники

Основные определения и характеристики

Наиболее часто используемое определение датчиков звучит так: «датчик – это устройство, воспринимающее сигналы и внешние воздействия и реагирующее на них». Это очень широкое определение. Фактически оно настолько широкое, что охватывает почти все: от человеческого глаза до спускового крючка в револьвере.

Датчик – это устройство, воспринимающее внешние воздействия и реагирующее на них изменением электрических сигналов (заряд, ток, напряжение или импеданс), являющихся функцией измеряемой величины $s = F(m)$. Здесь s – выходная величина датчика; F – измеряемая величина. К физической величине m , характеризующей объект измерений (температура, давление и др.), широко применяется термин *внешнее воздействие*. Под внешним воздействием понимается количественная характеристика объекта, его свойство или качество, которые необходимо воспринять и преобразовать в электрический сигнал.

Назначение датчиков – реакция на определенное внешнее физическое воздействие и преобразование его в электрический сигнал, совместимый с измерительными схемами.

Электрический сигнал – это переменная составляющая напряжения, тока или заряда, которая несет информацию, связанную с измеряемой величиной.

Выходные сигналы датчиков описываются следующими характеристиками: амплитудой, частотой, фазой или цифровым кодом. Этот набор характеристик называется *форматом выходного сигнала*. Таким образом, каждый датчик характеризуется набором входных параметров (любой физической природы) и набором выходных электрических параметров.

Любой датчик служит преобразователем энергии. Вне зависимости от типа измеряемой величины всегда происходит передача энергии

от исследуемого объекта к датчику. Передача энергии может проходить в двух направлениях, т. е. она может быть как положительной, так и отрицательной, например, энергия может передаваться от объекта к датчику и, наоборот, от датчика к объекту. Особым случаем является ситуация, при которой энергия равна нулю, но и в этом случае происходит передача информации.

Понятие *датчик* необходимо отличать от понятия *преобразователь*. Преобразователь конвертирует один тип энергии в другой, тогда как датчик преобразует любой тип энергии внешнего воздействия в электрический сигнал. Примером преобразователя может служить громкоговоритель, конвертирующий электрический сигнал в переменное магнитное поле для последующего формирования акустических волн. Здесь речь не идет ни о каком восприятии внешней информации. Интересно отметить тот факт, что, если громкоговоритель подключить ко входу усилителя, он будет работать как микрофон. В этом случае его можно назвать акустическим датчиком. Преобразователи могут выполнять также функции *приводов* и быть частью составных датчиков (рис. 2).

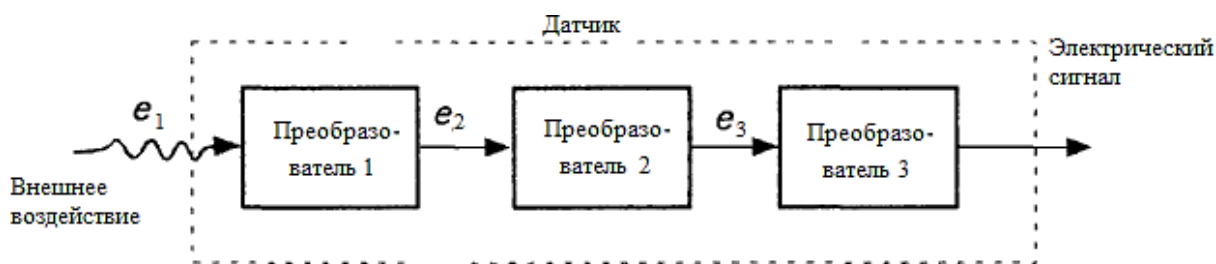


Рис. 2. Датчик, состоящий из нескольких преобразователей:
 e_1, e_2, \dots – различные виды энергии

Например, в состав химического датчика могут входить два преобразователя, один из которых конвертирует энергию химических реакций в тепло, а другой – термоэлемент – преобразовывает полученное тепло в электрический сигнал. Комбинация этих двух преобразовате-

лей представляет собой химический датчик – устройство, вырабатывающее электрический сигнал в ответ на химическую реакцию. Химический датчик является составным датчиком, состоящим из преобразователя и еще одного датчика – датчика температуры. В структуру составных датчиков, как правило, входят хотя бы один датчик прямого действия и несколько преобразователей. *Датчиками прямого действия* называют датчики, которые построены на физических явлениях, позволяющих проводить непосредственное преобразование энергии внешнего воздействия в электрические сигналы. Примерами таких физических явлений считаются фотоэффект и эффект Зеебека.

Таким образом, все датчики можно разделить на две группы: датчики прямого действия и составные. Датчики прямого действия преобразуют внешнее воздействие непосредственно в электрический сигнал, используя для этого соответствующее физическое явление, в то время как в составных датчиках прежде чем получить электрический сигнал на выходе оконечного датчика прямого действия необходимо осуществить несколько преобразований энергии.

На практике датчики не работают сами по себе. Как правило, они входят в состав измерительных систем, часто довольно больших, объединяющих много разных детекторов, преобразователей сигналов, сигнальных процессоров, запоминающих устройств и приводов. Датчики в таких системах могут быть как наружными, так и встроенными. Часто их располагают на входах измерительных приборов для того, чтобы они реагировали на внешние воздействия и сообщали системе об изменениях в окружающих условиях. Также они размещаются внутри измерительных систем для мониторинга их функционирования, что необходимо для поддержания корректной работы всех внутренних устройств. Датчики являются неотъемлемой частью систем сбора данных, которые, в свою очередь, могут входить в состав больших измерительных комплексов со множеством обратных связей.

На рис. 3 показана блок-схема автоматизированного измерительного комплекса, состоящего из системы сбора данных и управляющего устройства. Субъектами измерений могут быть любые материальные объекты: автомобили, станки, космические корабли, различные жидкости и газы.

Данные об измеряемом объекте собираются при помощи датчиков, часть из которых (2, 3 и 4) располагается на поверхности или внутри объекта. Датчик 1 не имеет непосредственной связи с объектом, т. е. является *бесконтактным*.

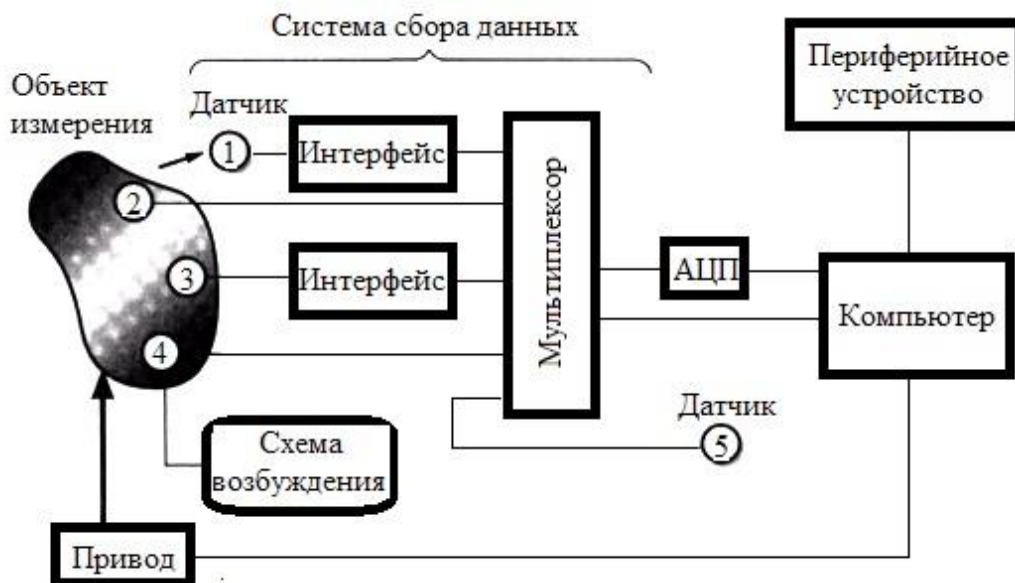


Рис. 3. Автоматизированный измерительный комплекс, показывающий роль датчиков в системе сбора данных: 1 – бесконтактный датчик; 2, 3 – пассивные устройства; 4 – активное устройство; 5 – внутренний элемент системы сбора данных

Телевизионные камеры и детекторы излучений служат примерами таких датчиков. Даже когда датчик называется бесконтактным, всегда между ним и объектом происходит передача энергии. Датчик 5 может выполнять различные функции. Часто он служит для контроля за условиями внутри самой системы сбора данных. Датчики 1 и 3 не могут быть напрямую подсоединены к стандартным электронным схемам из-за несоответствия форматов выходных сигналов. Для их подключения требуются специальные интерфейсные устройства – преобразователи сигналов. Датчики 1, 2, 3 и 5 являются пассивными, поскольку для формирования выходных сигналов им не требуется дополнительная электрическая энергия. Датчик 4 – представитель активных устройств. Для обеспечения его работы необходим вспомогательный сигнал, получаемый от схемы возбуждения. При этом датчик модулирует этот сигнал в соответствии с изменением измеряемого параметра. Примером активных датчиков следует рассматривать температурно-чувствительный резистор, который часто называется термистором. Такой датчик работает от источника постоянного тока, являющегося в

данном случае схемой возбуждения. Измерительный комплекс может включать в себя либо один датчик (домашний термостат), либо несколько тысяч (космический корабль).

Электрические сигналы с выходов датчиков поступают на мультиплексор, выполняющий роль переключателя. Если выходные сигналы датчиков аналоговые, они поступают на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), если цифровыми – непосредственно на компьютер, который синхронизирует работу мультиплексора и АЦП, а также посылает управляющие сигналы на привод, воздействующий непосредственно на объект. В качестве приводов могут использоваться электрические моторы, соленоиды, реле и пневматические клапаны. В состав измерительной системы также входят периферийные устройства (накопители данных, дисплеи, сигнализаторы и т. д.) и другие компоненты, не показанные в блок-схеме. Такими компонентами могут быть фильтры, схемы выборки и хранения, усилители и прочие преобразователи.

Для иллюстрации того, как такая схема работает, рассмотрим простую систему, контролирующую закрытие дверей в автомобиле. Каждая дверь автомобиля оснащена датчиком, определяющим ее состояние (открыта она или закрыта). В большинстве машин в качестве такого датчика используется обыкновенный электрический выключатель. Сигналы от датчиков всех дверей поступают на встроенный микропроцессор автомобиля (здесь нет необходимости использовать АЦП, поскольку сигналы датчиков цифровые: 0 – дверь открыта, 1 – закрыта). Микропроцессор определяет, какая из дверей открыта, и посылает на соответствующее периферийное устройство (приборную панель или звуковой сигнализатор) специальный сигнал. Водитель автомобиля (играющий роль привода) получает это сообщение и воздействует на объект, т. е. закрывает дверь.

Классификация датчиков

Системы классификации датчиков могут быть очень разными: от очень простых до сложных. Критерий классификации всегда выбирается в зависимости от цели проведения классификации.

Все датчики можно разделить на три категории: пассивные, активные и комбинированные.

Пассивный датчик не нуждается в дополнительном источнике энергии, и в ответ на изменение внешнего воздействия на его выходе всегда появляется электрический сигнал. Принцип действия пассивного датчика основан на том или ином физическом явлении, обеспечивающем преобразование соответствующей измеряемой величины в электрическую форму энергии. Наиболее важные из этих физических явлений указаны в табл. 2, а принципы их технической реализации иллюстрируют схемы на рис. 4.

Таблица 2

Физические эффекты, используемые для построения пассивных датчиков

Измеряемая величина	Используемый эффект	Выходная величина
Температура	Термоэлектрический эффект	Напряжение
Поток оптического излучения	Пироэлектрический эффект	Заряд
	Внешний фотоэффект	Ток
	Внутренний фотоэффект в полупроводнике с р-п-переходом	Напряжение
	Фотоэлектромагнитный эффект	Напряжение
Сила, давление, ускорение	Пьезоэлектрический эффект	Заряд
Скорость	Электромагнитная индукция	Напряжение
Перемещение	Эффект Холла	Напряжение

Датчик, реализующий *термоэлектрический эффект*, – термопара – содержит два проводника M_1 и M_2 различной химической природы (рис. 4, а). Их спай, находящиеся при температурах T_1 и T_2 , являются местом возникновения термоЭДС $e(T_1, T_2)$. ТермоЭДС e пропорциональна измеряемой температуре T_1 , когда температура T_2 известна (соответствующий нерабочий спай термопары помещен в среду с постоянной температурой, равной, например, $0\text{ }^\circ\text{C}$).

В датчике с *пироэлектрическим эффектом* определенные кристаллы, называемые пироэлектриками (например, триглицинсульфат), испытывают спонтанную электрическую поляризацию, зависящую от их температуры, и на двух противоположных поверхностях появляются электрические заряды противоположных знаков, пропорциональные этой поляризации (рис. 4, б).

Поглощенный кристаллом поток излучения приводит к росту его температуры и соответствующему изменению поляризации, которое измеряется по изменению напряжения на зажимах конденсатора.

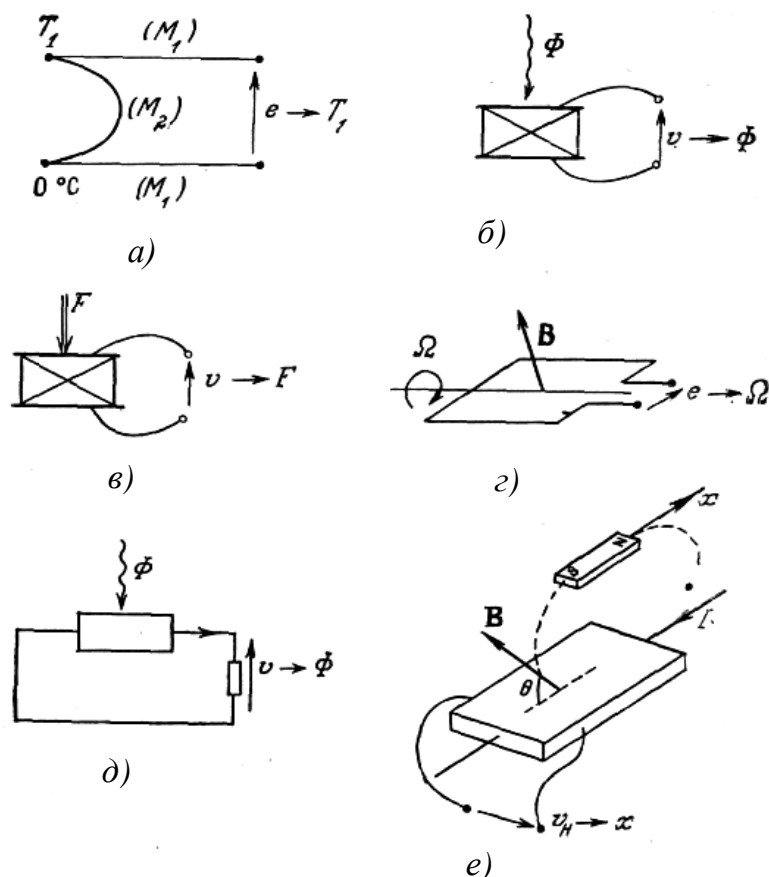


Рис. 4. Примеры использования физических явлений для построения пассивных датчиков. Эффекты: а – термоэлектрический; б – пироэлектрический; в – пьезоэлектрический; г – электромагнитной индукции; д – фотоэлектрический; е – Холла

В датчике с пьезоэлектрическим эффектом изменение механического напряжения в кристалле пьезоэлектрика, например кварца, приводит к деформации, вызывающей появление на противоположных поверхностях кристалла одинаковых по величине электрических зарядов противоположного знака (рис. 4, в). Таким образом, измерение силы или приводимых к ней величин (давление, ускорение) осуществляется измерением напряжения между зажимами пьезоэлектрика.

В датчике, использующем явление электромагнитной индукции, при перемещении проводника в постоянном электромагнитном поле возникает ЭДС, пропорциональная магнитному потоку и, следовательно, скорости его перемещения (рис. 4, з). Аналогичным образом, когда замкнутый контур подвергается воздействию переменного магнитного потока при перемещении в поле самого контура или источника поля, например магнита, индуцированная в контуре ЭДС равна по величине (и противоположна по знаку) скорости изменения магнитного потока. Таким образом, измерение ЭДС электромагнитной индукции позволяет определить скорость перемещения объекта, механически связанного с подвижным элементом подобного датчика.

В датчиках используются и фотоэлектрические эффекты, различные по своим проявлениям, но объединенные общей причиной их возникновения – освобождением электрических зарядов в веществе под действием светового или, в более общем смысле, электромагнитного излучения, длина волны которого меньше некоторого порогового значения, служащего характеристикой чувствительного материала (рис. 4, д).

Датчик на основе эффекта Холла. При пропускании электрического тока через образец (пластину) полупроводника, находящегося в однородном магнитном поле (вектор магнитной индукции B составляет угол θ с направлением тока I), в направлении, перпендикулярном полю, возникает ЭДС $U_H = K_H IB \sin \theta$, где K_H зависит от типа проводимости и размеров пластины (рис. 4, е).

Датчик Холла используют для измерения перемещений x объектов, а также величин, преобразуемых в перемещения, например давления. Постоянный магнит датчика механически связывают с объектом, и при смещении магнита пропорционально изменяется выходное напряжение датчика (ток при этом постоянен).

Активный датчик для своей работы требует внешней энергии, называемой *сигналом возбуждения*. При формировании выходного сигнала активный датчик тем или иным способом воздействует на сигнал возбуждения.

В табл. 3 указан ряд физических эффектов, связанных с преобразованием значений электрических характеристик активных датчиков. Среди них нужно отметить резистивные датчики.

Таблица 3

Физические принципы преобразования величин и материалы,
используемые для построения пассивных датчиков

Измеряемая величина	Электрическая характеристика, изменяющаяся под действием измеряемой величины	Тип используемых материалов
Температура	Сопротивление	Металлы (платина, никель, медь), полупроводники
Сверхнизкие температуры	Диэлектрическая проницаемость	Стекло, керамика
Поток оптического излучения	Сопротивление	Полупроводники
Деформация	Сопротивление Магнитная проницаемость	Сплавы никеля, легированный кремний Ферромагнитные сплавы
Перемещение	Сопротивление	Магниторезистивные материалы: висмут, антимонид индия
Влажность	Сопротивление Диэлектрическая проницаемость	Хлористый литий, окись алюминия, полимеры
Уровень	Диэлектрическая проницаемость	Жидкие изоляционные материалы

Импеданс пассивного датчика и его изменения можно измерить не иначе, как включая датчик в специальную электрическую схему, содержащую источник питания и схему формирования сигнала.

Наиболее часто используются измерительные схемы следующих видов:

- потенциометрическая схема, содержащая соединенные параллельно источник напряжения и датчик-потенциометр;
- мостовая схема, разбаланс которой характеризует изменение импеданса датчика;
- колебательный контур, включающий в себя импеданс датчика (при этом контур является частью генератора колебаний и определяет его частоту);
- операционный усилитель, в котором импеданс датчика выступает одним из элементов, определяющим коэффициент усиления.

Комбинированные датчики. При измерениях некоторых неэлектрических величин не всегда удается преобразовать их непосредственно в электрическую величину. В этих случаях осуществляют двойное преобразование исходной (первичной) измеряемой величины в промежуточную неэлектрическую величину, которую преобразуют затем в выходную электрическую величину. Совокупность двух соответствующих измерительных преобразователей образует комбинированный (составной) датчик.

В зависимости от выбора точки отсчета датчики можно разделить на абсолютные и относительные. *Абсолютный* датчик определяет внешний сигнал в абсолютных физических единицах, не зависящих от условий проведения измерений, тогда как выходной сигнал *относительного* датчика в каждом конкретном случае может трактоваться по-разному. Примером абсолютного датчика может быть термистор. Его электрическое сопротивление напрямую зависит от абсолютной температуры по шкале Кельвина. Другой популярный датчик температуры – термопара – будет относительным устройством, поскольку напряжение на его выходе является функцией градиента температуры на проволочках термопары. Поэтому определить конкретную температуру по выходному сигналу термопары можно только относительно известной базовой точки отсчета. Другим примером абсолютных и относительных датчиков следует назвать датчик давления. Показания абсолютного датчика соответствуют значениям давления относительно абсолютного нуля по шкале давлений, т. е. относительно полного вакуума. Относительный датчик определяет давление относительно атмосферного давления, которое не является нулевым.

Другой подход к классификации датчиков заключается в рассмотрении их характеристик. Для того чтобы отнести датчик к той или иной группе, необходимо знать, какие величины он может измерять, его характеристики, на каком физическом принципе он реализован, какой механизм преобразований применяет, из какого материала изготовлен, какова область его применения. На рис. 5 представлена наиболее информативная схема такой классификации.

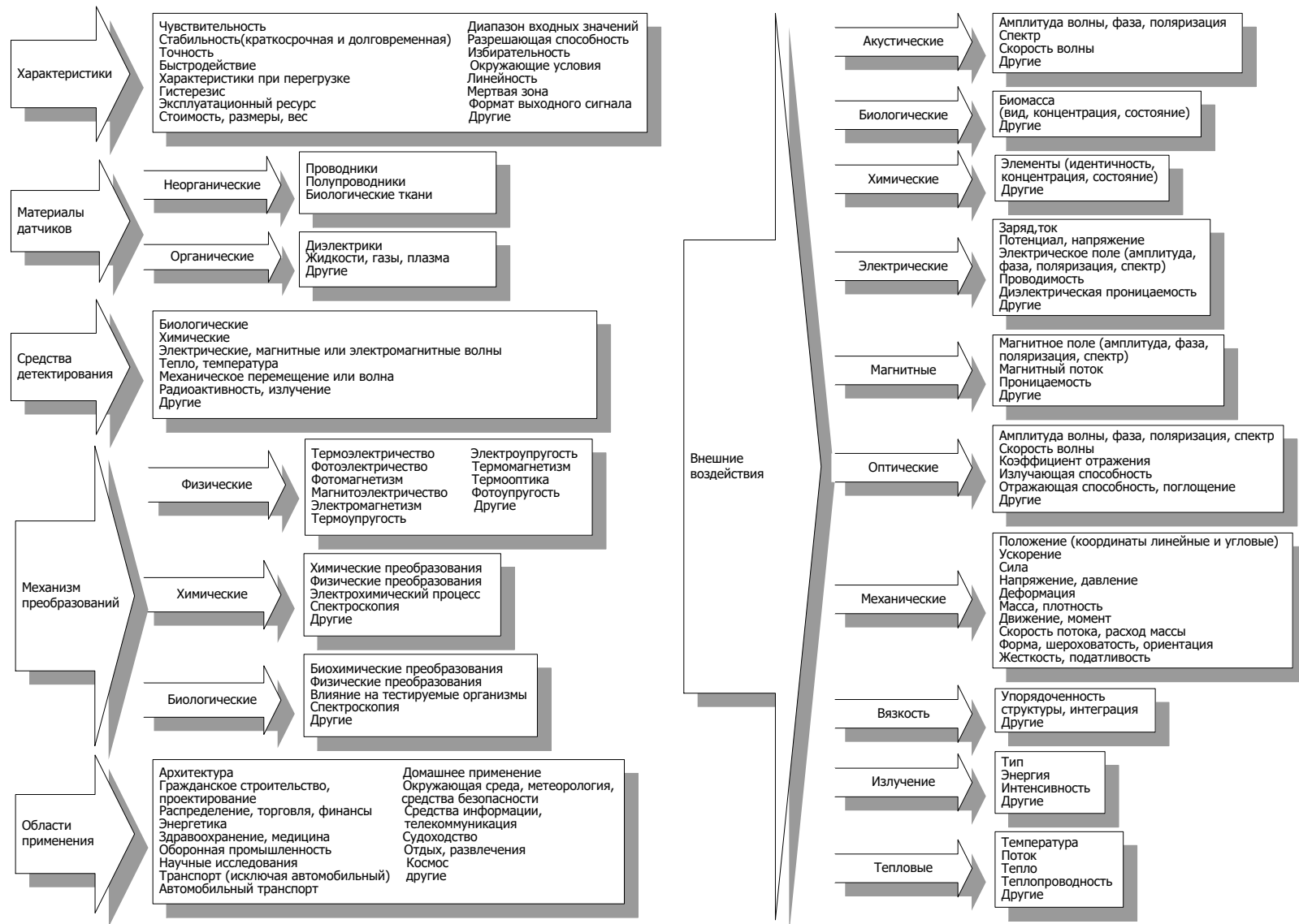


Рис. 5. Классификация датчиков

1.3. Метрологические характеристики датчиков

Датчик – первый элемент измерительного канала – основной источник электрического сигнала, тогда как остальная часть цепи должна обеспечить обработку и использование сигнала. Надлежащий выбор датчика и правильное построение измерительного канала означают, что в сигнал не вносятся дополнительных погрешностей или ограничений сверх тех, которые были ему присущи изначально. Следовательно, от высокого качества датчика в первую очередь зависят как более или менее точное соответствие между истинным значением измеряемой величины и полученным при измерениях значением, так и пределы вносимых в эту полученную величину погрешностей.

Погрешности измерений

Единственными измеряемыми величинами, значения которых достаточно точно известны, рассматриваются величины, воспроизводимые эталонами. Значения всех других измеряемых величин становятся известными только после обработки результатов измерений с помощью измерительной схемы. Воздействие на датчик определяется истинным значением измеряемой величины, но экспериментатор воспринимает только общую реакцию всей измерительной цепи; эта реакция, выраженная в единицах измеряемой величины, и есть ее измеренное значение. Разность между измеренным и истинным значениями величины называется погрешностью измерения; она возникает из-за несовершенств измерительной цепи, в которой частично теряется информация о сигнале в процессе его обработки. Погрешность измерений можно оценить лишь приближенно, поскольку истинное значение измеряемой величины нам неизвестно. Однако строгое и точное понимание особенностей измерительного канала позволяет уменьшить погрешность измерений и, следовательно, более уверенно приблизиться к истинному значению измеряемой величины.

Систематические погрешности

Для данного значения измеряемой величины систематическая погрешность постоянна или меняется медленно по сравнению с продолжительностью измерения. Она, следовательно, вносит постоянное расхождение между истинным и измеренным значениями величины. В общем, систематические погрешности возникают из-за ошибочного или

неполного представления о характеристиках измерительной системы или неправильного ее использования. Наличие систематической погрешности можно установить по расхождению между наиболее вероятными значениями величины, полученными из двух серий измерений, проведенных для одной и той же измеряемой величины с помощью различных методик и аппаратуры.

Погрешности значения опорной величины. Смещение нуля прибора при регистрации отклонения стрелки, ошибка при определении опорной температуры термопары (например, загрязнение смеси воды со льдом), неточная величина напряжения питания в мосте – эти погрешности могут быть уменьшены при тщательной проверке используемой аппаратуры.

Погрешности, связанные с определением характеристик датчика. К ним относят погрешности, связанные с чувствительностью или градуировочной кривой. Так, например, коэффициент преобразования K тензодатчика обычно определяют при изготовлении, измеряя коэффициент K одного датчика из партии, так что какой-то конкретный датчик может иметь коэффициент K , несколько отличающийся от величины K для испытывавшегося датчика. В более общем случае это может быть старение датчика – механическая усталость его деталей или ухудшение его параметров вследствие химических воздействий, что приводит к прогрессирующим изменениям первоначальной градуировочной кривой; этот случай особенно характерен для термопар и термисторов.

Специальная градуировка датчика для более жестких условий применения часто позволяет уменьшить, хотя и не полностью устранить, погрешности этого типа. Кроме того, градуировка датчика, включающая целую совокупность экспериментальных операций, сама вносит некоторые дополнительные погрешности, которые влияют на результаты последующих измерений.

Погрешности, связанные со способом или условиями применения. Динамическая погрешность вызывается либо ограниченностью скорости нарастания выходного сигнала датчика или всего измерительного канала, либо завершением измерения до момента достижения установившегося режима. Так, например, скорость реакции одного и того же температурного зонда значительно изменяется в зависимости от того, помещают ли его в покоящуюся или движущуюся жидкость.

Погрешности из-за использования не обработанных надлежащим образом данных измерений. Эти погрешности возникают из-за неправильного введения поправок в результаты измерений, когда не учитываются:

- отклонение от линейности датчика или электрической схемы формирования сигнала (например, моста Уитстона), ошибочно предполагаемых линейными;
- самонагрев термометрического сопротивления измерительным током;
- разность между температурами датчика и исследуемой среды, обусловленная теплопроводностью корпуса датчика или подводящих проводов.

Случайные погрешности

Проявление этих погрешностей происходит со случайной амплитудой и случайным знаком. Причины их возникновения могут быть ясны, однако величины погрешностей в момент измерений неизвестны.

Погрешности, связанные с собственными параметрами измерительной аппаратуры.

Порог чувствительности ниже определенного значения вариации измеряемой величины уже не вызывает обнаруживаемых изменений электрического сигнала датчика. Это характерно, например, для катушки потенциометра, перемещение по которой скользящего движка на величину, меньшую, чем расстояние между двумя витками, не вызовет никакого изменения напряжения на движке. Порог чувствительности определяется как максимальное изменение измеряемой величины, которое еще не вызывает обнаруживаемого изменения выходного сигнала датчика.

Погрешность считывания отклонения стрелки прибора. С одной стороны, это следствие квалификации оператора, а с другой – качества аппаратуры, например толщины стрелки.

Совокупность порога чувствительности $\varepsilon_{\text{п}}$ и погрешности считывания $\varepsilon_{\text{с}}$ определяет погрешность разрешения $\varepsilon_{\text{р}}$, которая представляет собой минимальную вариацию измеряемой величины, определяемую с помощью данной аппаратуры $\varepsilon_{\text{р}} = \sqrt{\varepsilon_{\text{п}}^2 + \varepsilon_{\text{с}}^2}$.

Погрешности из-за появления в измерительной цепи паразитных сигналов случайного характера.

К ним относятся:

– шумы, возникающие в результате теплового возбуждения носителей заряда в резисторах или активных элементах, которые вызывают появление на их зажимах флуктуаций напряжения, накладывающихся на полезный сигнал;

– наводки от электромагнитных полей промышленной частоты, а также иных частот;

– флуктуации напряжения питающих устройств, изменяющие характеристики измерительной аппаратуры (электрических схем формирования сигнала, усилителей и пр.), а также искажающие амплитуду обрабатываемого сигнала, причем так, что эти искажения нельзя отделить от изменений, связанных с измеряемой величиной;

– временной дрейф напряжения на выходе усилителя.

Погрешности, вызванные влияющими величинами. Если последствия вариаций, влияющих на измерение величин, не учтены при градуировке, то можно считать, что их вклад носит случайный характер. Если градуировка производилась при 20 °С, то вариации температуры или отличная от 20 °С постоянная температура будут влиять на характеристики измерительной системы, а следовательно, и на измеряемый сигнал. Следует отметить, что погрешности, связанные с влияющими величинами, могут относиться как к систематическим, так и случайным в зависимости от того, является ли продолжительность измерений соответственно слишком малой или слишком большой по сравнению с «периодом» влияющего явления. Так, если на результат измерений влияет окружающая температура, то ее изменение в течение дня может привести:

– к систематической погрешности, если все измерения проводятся в течение нескольких минут;

– случайной погрешности, если измерения занимают несколько дней.

Уменьшение случайных погрешностей. Величина случайных погрешностей может быть в определенных случаях уменьшена путем

применения соответствующих устройств или экспериментальных методов.

Защита измерительного канала от причин погрешностей

Поддержание стабильной температуры и контролируемой влажности; применение антивибрационных оснований; стабилизация напряжения питания; применение усилителей с малым дрейфом и АЦП с достаточным разрешением; надлежащее заземление экранов и установок; применение усилителей с высокой степенью подавления синфазных помех; применение фильтров.

Рациональные измерительные процедуры

Методы дифференциальных измерений (например, применение пушпульных схем); устранение паразитных сетевых наводок путем применения преобразователей с подводкой сигнала по двухпроводной линии; извлечение сигнала из шумов, его селекция путем синхронного детектирования и использования корреляционных методов.

Контрольные вопросы

1. Что означает термин «унификация» применительно к информационным связям?
2. На какие исполнения по защищенности от воздействия окружающей среды подразделяются изделия ГСП?
3. Что такое ГСП?
4. Какие унифицированные сигналы применяют в ГСП в зависимости от вида унифицированных параметров?
5. Что такое унифицированный сигнал ГСП?
6. Из каких четырех уровней состоит иерархическая структура технических средств ГСП?
7. Какой принцип построения применяют при конструировании устройств ГСП?
8. Чем является электрический сигнал применительно для ГСП?
9. Дать описание общепромышленной части УТК.
10. Какое определение датчика более точное (в ГСП)?

Глава 2. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ДАТЧИКОВ

2.1. Входные характеристики интерфейсных схем

Если датчик не оснащен встроенной электронной схемой, формирующей выходной сигнал в определенном формате, его практически никогда не удастся напрямую подключить к процессору, монитору или другой регистрирующей аппаратуре. Обычно сигнал на выходе датчика бывает либо слишком зашумленным, либо очень слабым, либо содержит нежелательные составляющие. В дополнение к этому его формат может не соответствовать формату системы приема данных. Для подключения датчика к процессорному устройству, как правило, требуется промежуточное согласующее устройство. Схема согласования сигналов часто называется интерфейсом между датчиком и последующими устройствами. Ее основная цель – преобразование сигнала датчика в формат, совместимый с нагрузкой. На рис. 6 показан внешний сигнал, действующий на датчик, подключенный к нагрузке через интерфейсную схему. Его входные характеристики должны быть совместимы с выходными параметрами датчика, а выходные – с входным форматом нагрузки.



Рис. 6. Интерфейсная схема согласует форматы сигналов датчика и нагрузочного устройства

Входная часть интерфейсной схемы характеризуется несколькими стандартными параметрами, показывающими, насколько точно схема может преобразовать сигнал датчика и какой вклад она внесет в общую погрешность.

Входной импеданс показывает, насколько сильно интерфейс нагружает датчик. Он может быть выражен в комплексном виде

$$Z = \frac{V}{I}, \quad (1)$$

где Z и I – комплексные числа, соответствующие напряжению и току через входной импеданс. Например, если входную часть интерфейсной схемы представить в виде параллельного соединения входного сопротивления R и входной емкости C (рис. 7, а), входной импеданс в комплексном виде можно записать так:

$$Z = \frac{R}{1 + j\omega RC}, \quad (2)$$

где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; ω – круговая частота.

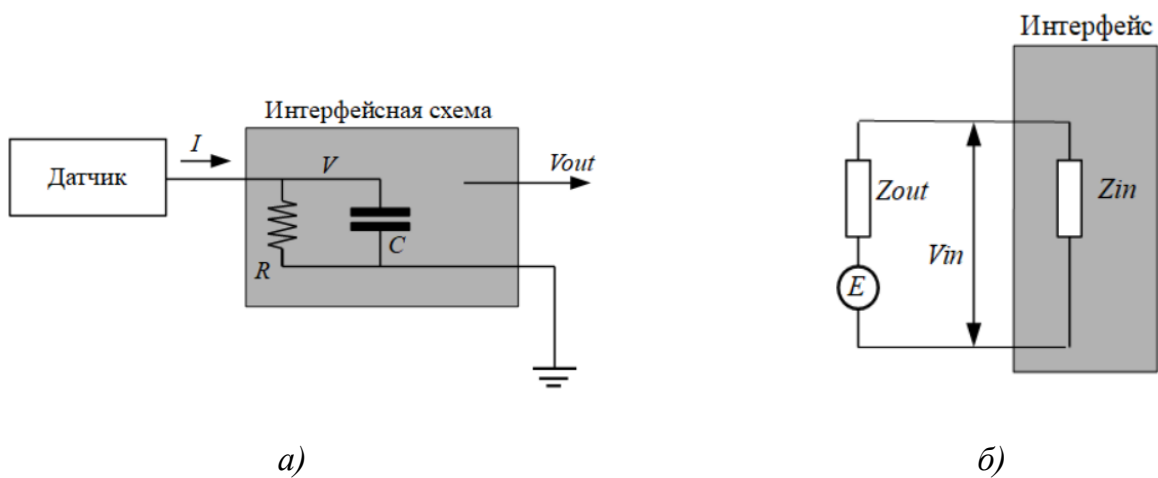


Рис. 7. Входная часть интерфейсной схемы, представленная в виде параллельного соединения входного сопротивления R и входной емкости C : а – комплексный входной импеданс интерфейсной схемы; б – эквивалентная схема датчика с выходным сигналом в виде напряжения

На очень низких частотах схема обладает относительно небольшой входной емкостью и ее входной импеданс определяется сопротивлением R , поэтому можно считать, что в этом случае $Z \approx R$. Следовательно, реактивная часть уравнения (2) становится очень маленькой, т. е. выполняется следующее соотношение: $RC \ll \frac{1}{\omega}$.

При рассмотрении входного импеданса интерфейсной схемы всегда необходимо учитывать выходной импеданс датчика. Например, если датчик имеет емкостную природу, для определения частотных характеристик входной части интерфейса емкость датчика должна быть

подсоединена параллельно его входной емкости. В формуле (2) предполагается, что входной импеданс является функцией частоты внешнего сигнала. С увеличением скорости изменения сигнала входной импеданс уменьшается.

В состав эквивалентной схемы датчика с выходным сигналом в виде напряжения входят два импеданса: выходной импеданс датчика Z_{out} и входной импеданс интерфейса Z_{in} . Выходной сигнал датчика представлен в виде источника напряжения E , соединенного последовательно с выходным импедансом. Для некоторых типов датчиков выходной сигнал удобнее представлять в виде источника тока, включенного параллельно с выходным импедансом датчика. Оба эти варианта идентичны. С учетом двух импедансов входное напряжение интерфейсной схемы можно записать в виде

$$V_{in} = E \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_{out}}.$$

2.2. Усилители

Большинство пассивных датчиков обладают очень слабыми выходными сигналами. Их величина часто не превышает нескольких микровольт или пикоампер. С другой стороны, входные сигналы стандартных электронных устройств обработки данных, таких как АЦП, частотные модуляторы, различные регистраторы и так далее должны быть гораздо выше: порядка нескольких вольт или миллиампер. Поэтому для подключения датчиков к таким устройствам требуются промежуточные усилители с коэффициентами усиления по напряжению до 10 000, а по току – до 1 000 000. Усилители, как правило, являются одной из составных частей интерфейсных схем. Существует несколько стандартных схем усилителей для подключения различных типов датчиков, реализованных на дискретных компонентах: транзисторах, резисторах, конденсаторах и катушках индуктивности. Но в настоящее время чаще всего используются усилители, построенные на основе операционных усилителей (ОУ) и пассивных дискретных компонентов.

Следует понимать, что назначение усилителей не ограничивается только функцией увеличения амплитуды сигнала. Они могут также использоваться для согласования устройств по импедансу, для улучшения соотношения сигнал/шум, в качестве фильтров и изоляторов между входами и выходами.

Операционные усилители

Составной частью практически всех современных усилительных схем являются *операционные усилители*, которые могут быть интегрированными (монолитными) или гибридными (состоящими из монолитных и дискретных частей). В состав интегрированного ОУ входят сотни транзисторов, резисторов и конденсаторов. Разработчики аналоговых устройств, меняя подключение дискретных компонентов к выводам ОУ, реализовали большое количество полезных схем (не только усилительных). На основе ОУ строятся специализированные информационные системы (ИС), часто называемые интегральными схемами прикладной ориентации (ASIC). В последующих главах будут приведены типовые схемы интерфейсных устройств, реализованные на ОУ, часто применяемые для подключения различных датчиков.

На рис. 8 показано схематичное представление ОУ. Типовой операционный усилитель, как правило, обладает следующими характеристиками:

- двумя входами: инвертирующим (–) и неинвертирующим (+);
- высоким входным сопротивлением (порядка сотен мегаом и даже гигаом);
- низким выходным сопротивлением (доли ома);
- способностью работать с емкостной нагрузкой;
- низким входным напряжением смещения e_0 (несколько милливольт и даже микровольт);
- низким входным током смещения J_0 (несколько пикоампер и даже меньше);
- очень высоким коэффициентом усиления при разомкнутой цепи обратной связи (ОС) A_{OL} ($10^4 \dots 10^6$ и даже выше). Этот коэффициент показывает, во сколько раз ОУ увеличивает разность напряжений между двумя входами;
- высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС). КОСС показывает, насколько эффективно ОУ подавляет синфазные сигналы одинаковой амплитуды $V_{см}$, одновременно поданные на оба входа;
- низким коэффициентом собственного шума;
- широким рабочим частотным диапазоном;
- низкой чувствительностью к помехам по шине питания;
- высокой стабильностью характеристик при изменении параметров окружающей среды.

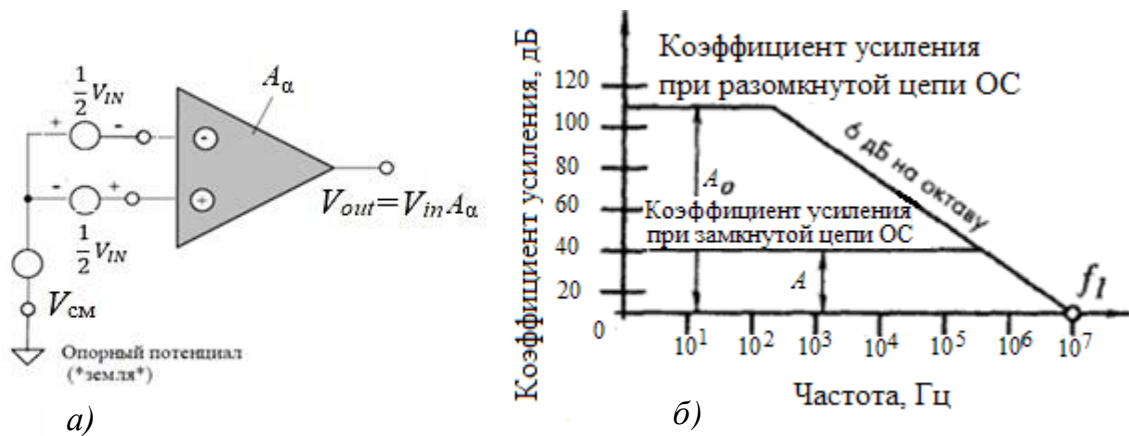


Рис. 8. Схематичное представление операционного усилителя: а – основное символическое обозначение ОУ; б – зависимость коэффициента усиления ОУ от частоты

Для получения более подробной информации и рекомендаций по применению ОУ следует обращаться к специализированным справочникам, в которых даны подробные описания характеристик каждого типа выпускаемых ОУ. Часто в такой литературе операционные усилители сгруппированы по следующим критериям: ОУ с низким напряжением смещения, ОУ с низким током смещения, малошумящие ОУ и т. д.

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания характеризует способность ОУ усиливать высокочастотные сигналы малой амплитуды. Это произведение равно частоте f_1 , при которой коэффициент усиления ОУ становится равным единице, т. е. ОУ перестает усиливать сигнал.

Повторители напряжения

Назначение повторителя напряжений (рис. 9) – преобразование импеданса от высокого уровня к низкому. Повторитель, как правило, обладает высоким входным импедансом (высоким входным сопротивлением и низкой входной емкостью) и низким выходным сопротивлением (выходная емкость не имеет никакого значения). Хороший повторитель имеет близкий к единице коэффициент усиления по напряжению

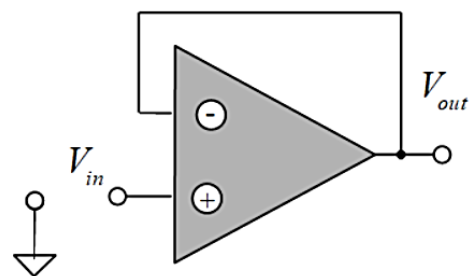


Рис. 9. Повторитель напряжений, реализованный на ОУ

(обычно 0,999 на низких частотах) и высокий коэффициент усиления по току. По существу, повторитель напряжения является усилителем тока и преобразователем импеданса. Высокий входной и низкий выходной импеданс повторителей напряжений делает их незаменимыми элементами при согласовании датчиков с устройствами обработки сигналов.

Повторитель, подключенный к выходу датчика, не оказывает практически никакого влияния на работу последующих цепей, поэтому его часто называют буферным устройством между сенсором и нагрузкой. При разработке повторителей следует придерживаться следующих рекомендаций:

- при подключении к датчикам с токовым выходом входной ток смещения повторителя должен быть, по крайней мере, в 100 раз меньше тока датчика;

- если невозможно полностью компенсировать входное напряжение смещения, оно не должно превышать величину младшего значащего разряда (МЗР);

- температурный коэффициент тока и напряжения смещения не должен приводить к появлению погрешности, превышающей 1 МЗР во всем температурном диапазоне.

Измерительный усилитель

Измерительный усилитель (ИУ) имеет два входа и один выход. В отличие от ОУ он обладает конечным коэффициентом усиления (его величина обычно не более 100) и возможностью подключения источников сигнала одновременно на два входа. Это означает, что все компоненты цепи обратной связи подключаются не к инвертирующему и неинвертирующему входам, а к другим выходам ИУ. Основная функция ИУ – формирование выходного сигнала, пропорционального разности напряжений на его входах:

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) = A\Delta V,$$

где A – коэффициент усиления; V_+ и V_- – напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах.

Измерительные усилители могут быть реализованы на основе ОУ по интегральной или гибридной технологиям. Важным свойством измерительного усилителя является высокое сопротивление по обоим входам, что позволяет ему выступать в роли дифференциального усилителя и эффективно подавлять синфазные аддитивные помехи.

Хотя в настоящее время можно приобрести промышленно выпускаемые ИУ в интегральном исполнении, на практике многие применяют ИУ, реализованные из дискретных компонентов. На рис. 10 показана наиболее часто используемая схема измерительного усилителя. Падение напряжения на резисторе R_a настраивается равным входной разности ΔV , тогда ток, протекающий через него, будет равен $I = \Delta V/R_a$. Выходные напряжения ОУ U_1 и U_2 равны друг другу по амплитуде, но имеют разную полярность. Первая стадия усиления входной разности напряжений проходит на ОУ: U_1 и U_2 , которые можно представить в виде одного усилителя, имеющего дифференциальные входы и выходы. Вторая стадия усиления осуществляется на ОУ U_3 , преобразующем дифференциальный входной сигнал в униполярный выходной. Полный коэффициент усиления ИУ можно найти из выражения

$$A = \left(1 + \frac{2R}{R_a}\right) \frac{R_3}{R_2}$$

Величина коэффициента ослабления синфазного сигнала зависит от того, насколько точно в этой схеме подобраны резисторы. Как правило, при использовании резисторов 1 % точности КОСС не превышает значения 100, тогда как для резисторов 0,1 % точности КОСС имеет на порядок более высокие значения.

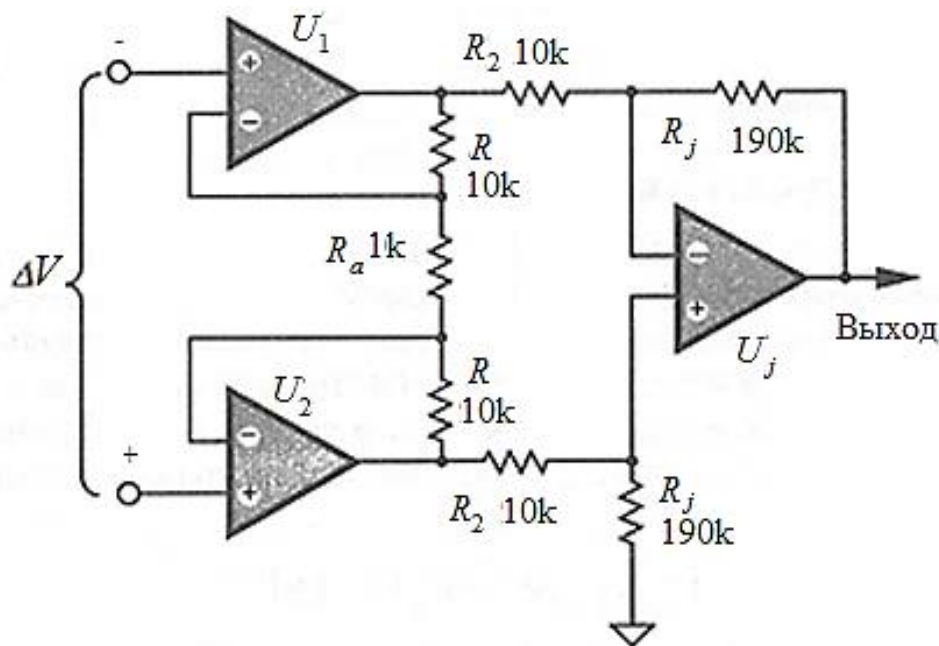


Рис. 10. Измерительный усилитель на трех ОУ с точно подобранными резисторами

Усилители заряда

Характерной чертой усилителей заряда (УЗ) можно отметить очень низкий ток смещения. Такие усилители используются для преобразования в напряжение сигналов от емкостных датчиков, квантовых детекторов, пьезоэлектрических чувствительных элементов и других устройств, имеющих на выходе либо очень маленькие заряды (порядка пикокулон, пКл), либо очень маленькие токи (порядка пикоампер, пА). Поэтому УЗ по своей сути является преобразователем заряда в напряжение. На рис. 11, а показана принципиальная схема УЗ. В цепи обратной связи ОУ стоит конденсатор C , сопротивление утечки которого r должно быть значительно больше его импеданса на самой низкой рабочей частоте. В УЗ можно использовать только хорошие пленочные конденсаторы. Также необходимо уделять большое внимание качеству печатных плат и равномерному покрытию всех их компонентов.

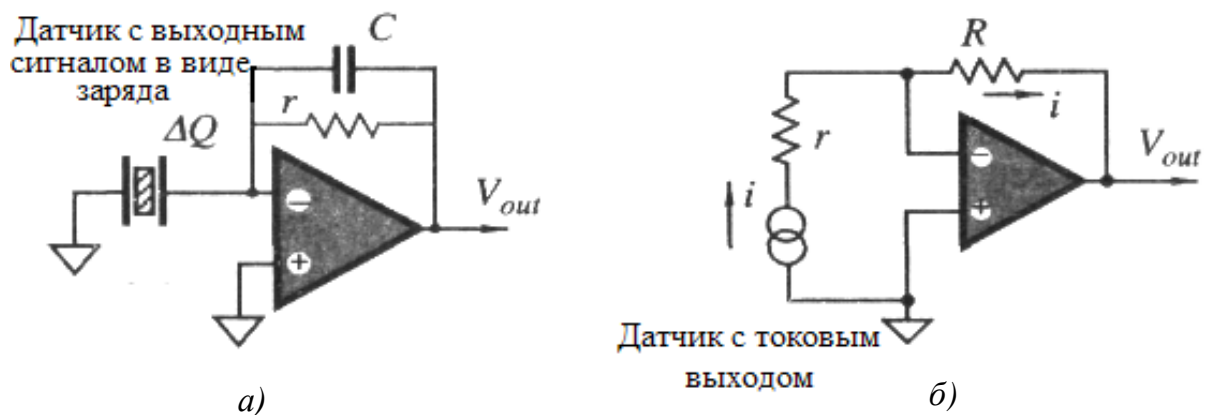


Рис. 11. Принципиальная схема усилителя заряда: а – преобразователь заряда в напряжение; б – преобразователь тока в напряжение

Передаточную функцию УЗ можно представить в виде $V_{out} = -\frac{\Delta Q}{C}$.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение пассивному датчику.
2. Какие наиболее важные физические эффекты используются для построения пассивных датчиков?
3. Опишите датчики на основе эффекта Холла.
4. Что называется активным датчиком?
5. Назовите и опишите основные измерительные схемы.
6. Какие датчики называют комбинированными?
7. Какие датчики называют относительными?
8. Какие систематические погрешности датчика вы знаете?
9. Какие случайные погрешности датчиков можно перечислить?
10. Что требуется для достижения заданного уровня точности измерения физической величины?
11. Что называется диапазоном измеряемых значений, и что эта величина показывает?
12. Что такое калибровка и как она осуществляется?
13. Что показывает передаточная функция с гистерезисом?
14. Что такое нелинейность датчика?
15. Назовите три способа линеаризации.
16. Дайте определение мертвой зоны измерительного прибора.
17. Что такое импеданс датчика?
18. В чем отличие между статистическими и динамическими погрешностями?

Глава 3. СХЕМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПАССИВНЫХ ДАТЧИКОВ

3.1. Общие характеристики схем формирования сигналов

Вариации импеданса Z_c пассивного (параметрического) датчика, связанные с изменениями измеряемой величины T , могут быть преобразованы в электрический сигнал путем включения датчика с источником напряжения e_s или тока i_s в измерительную схему. При этом измерительная схема характеризуется собственным импедансом Z_k , а измеряемая величина преобразуется либо в напряжение выходного электрического сигнала как в случае потенциометрических и мостовых схем $U_m = e_s F(Z_k, Z_c)$, либо в изменение частоты как в генераторных схемах $f_m = G(Z_k, Z_c)$.

Потенциометрическая схема (рис. 12, а) привлекает своей простотой, но ее главным недостатком можно назвать чувствительность к паразитным помехам; то же справедливо и для реостатной схемы с источником тока при $Z_1 \ll Z_c$ (рис. 12, б). В мостовой схеме, содержащей два делителя, дифференциальным включением датчиков удастся существенно снизить влияние внешних факторов.

Когда в таких схемах формирования сигналов используют источник синусоидального напряжения e_s , то выходной сигнал схемы является результатом модуляции питающего напряжения сигналом Z_c . При этом для извлечения информации необходимо продетектировать, а затем отфильтровать выходной сигнал. Для выполнения этих операций желательно, чтобы частота источника по меньшей мере в 5 раз превосходила максимальную частоту изменения измеряемой величины. Однако если частота питающего напряжения относительно высока, то на погрешность измерений начинают заметно влиять реактивные сопротивления паразитных емкостей и индуктивностей и их необходимо учитывать при измерениях. В измерительных схемах на постоянном токе, когда датчик является чисто активным сопротивлением, этот фактор несущественен, однако следует заботиться об устранении термо-ЭДС и дрейфов.

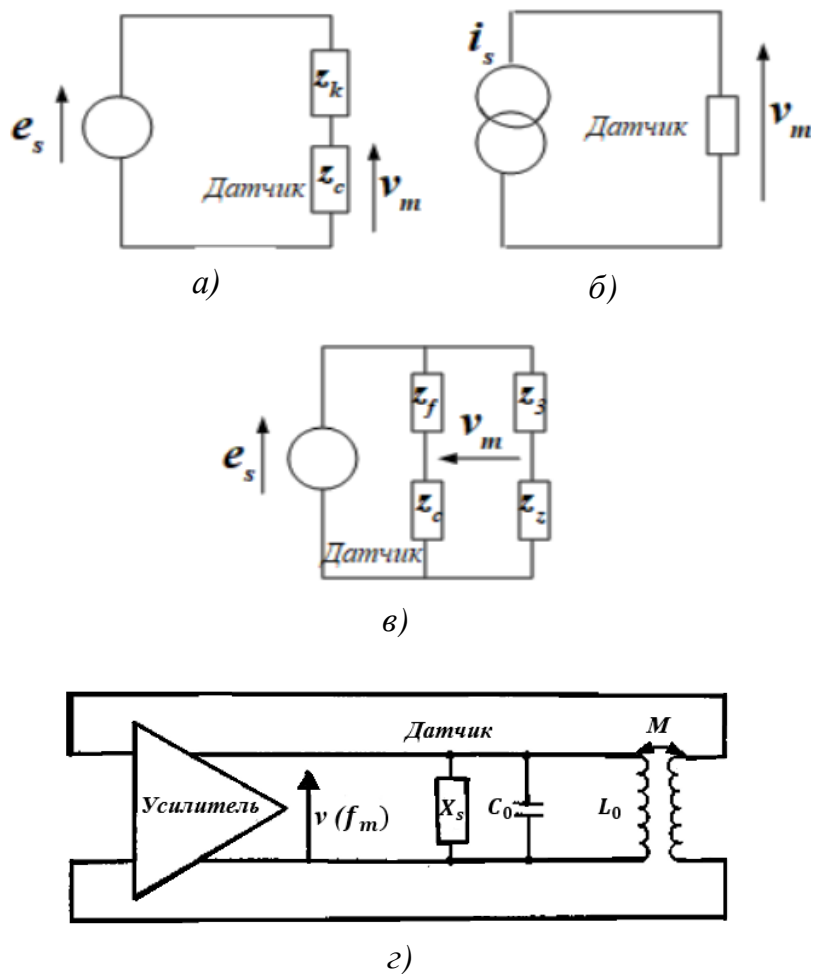


Рис. 12. Измерительные схемы с пассивными датчиками: а – потенциометрическая; б – реостатная; в – мостовая; г – генераторная

Генераторы, используемые в схемах формирования сигналов датчиков, могут быть источниками синусоидальных (рис. 12, г) или прямоугольных сигналов; информация содержится в частоте этих сигналов, что обеспечивает хорошую защиту от паразитных влияний, особенно в случае телеизмерений. Кроме того, упрощается преобразование измеряемой величины в код, для чего достаточно подсчитать число периодов колебаний в единицу времени.

Параметры схем формирования

Чувствительность и линейность. Изменению Δt измеряемой величины соответствует изменение ΔZ_c импеданса датчика, которое в зависимости от типа схемы вызывает изменение либо амплитуды, либо

частоты измеряемого напряжения. Общая чувствительность S_a измеряемой схемы равна

$$S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta m}, \text{ т. е. } S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \text{ (амплитуда),}$$

$$S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta m}, \text{ т. е. } S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta m} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \text{ (частота).}$$

В этих выражениях чувствительность собственно схемы формирования равна соответственно

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \text{ и } \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c},$$

а чувствительность датчика $S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}$.

Для получения хорошей чувствительности схемы формирования важен соответствующий выбор Z_k .

Передаточная характеристика схемы линейна, если чувствительность схемы не зависит от Z_c ; соединение линейной схемы формирования с линейным датчиком обеспечивает пропорциональность сигнала измеряемой величине. Если схема формирования нелинейна, то ее можно линеаризовать, заменяя один из ее компонентов вторым датчиком (дифференциальное включение), имеющим обратную первому характеристику.

Не нарушая общности выводов, рассмотрим пример резистивного датчика с импедансом R_c и схемы формирования сигнала, состоящей из резисторов R_k , чувствительных к измеряемой величине; тогда можно написать

$$v_m = e_s F(R_k, R_c),$$

$$dv_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial m} \right) dm.$$

Характеристика такой схемы с датчиком линейна при условии

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial m} = \text{const.}$$

В простейшем случае, когда потенциометр состоит из сопротивления R_1 и резистивного датчика R_c , имеем

$$v_m = e_s \frac{R_c}{R_1 + R_c}, \quad \frac{\partial v_m}{\partial R_1} = e_s \frac{-R_c}{(R_1 + R_c)^2}, \quad \frac{\partial v_m}{\partial R_c} = e_s \frac{R_1}{(R_1 + R_c)^2},$$

и чувствительность равна

$$S_a = \frac{e_s}{(R_1 + R_c)^2} \left(R_1 \frac{dR_c}{dm} - R_c \frac{dR_1}{dm} \right).$$

Выбирая в качестве R_1 датчик, подобный R_c , но такой, в котором воздействие измеряемой величины вызывает обратное по знаку приращение сопротивления $\frac{dR_c}{dm} = -\frac{dR_1}{dm} = S$, получаем $\frac{dR_c}{dm} + \frac{dR_1}{dm} = 0$, следовательно, $R_1 + R_c = 2R_{c0} = \text{const}$. Общая чувствительность измерительной схемы в этом случае равна $S_a = \frac{e_s}{2R_{c0}} S$ и постоянна.

Поскольку линеен каждый из датчиков, линейна и вся схема. Если датчик сам по себе не линеен, иногда удается скомпенсировать его нелинейность направленной в обратную сторону нелинейностью характеристики схемы формирования. Тогда вся совокупность (датчик – схема формирования) оказывается квазилинейной, по крайней мере, в ограниченном диапазоне изменения измеряемой величины.

Компенсация воздействия влияющих величин

Если датчик чувствителен к какой-либо из влияющих величин, например температуре или излучению, необходимо по возможности устранить это влияние на выходной сигнал датчика.

Рассмотрим резистивный датчик с соответствующей схемой формирования, для которой выполняется условие

$$v_m = e_s F(R_k, R_c).$$

Влияющая величина амплитуды g может воздействовать на определенные компоненты схемы формирования и на сам датчик; при этом ее приращения dg вызывают вариации dv_m измеряемого напряжения

$$dv_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial g} \right) dg.$$

Изменение величины g не оказывает влияния на выходное напряжение, когда выполняется условие

$$\left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \frac{\partial R_c}{\partial g} \right) = 0.$$

Если, например, влиянию величины g подвержены только собственно резистивные элементы схемы, но их изменения при этом идентичны изменениям сопротивления R_c датчика

$$\frac{\partial R_k}{\partial g} = \frac{\partial R_{c1}}{\partial g},$$

тогда компенсация вариаций величины g будет достигаться при условии

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_k} = - \frac{\partial v_m}{\partial R_c}.$$

Для потенциометрической схемы, рассмотренной выше, этому условию удовлетворяет равенство абсолютных приращений сопротивлений $R_1 = R_c$.

3.2. Потенциометрические схемы

Схемы с резистивными датчиками

Датчик с изменяющимся сопротивлением R_c , включенный последовательно с резистором постоянного сопротивления R_1 , питается источником с внутренним сопротивлением R_s , ЭДС которого постоянна или переменна (рис. 13). Выходное напряжение v_m , измеряемое на выходе датчика прибором с входным сопротивлением R_d , равно

$$v_m = e_s \frac{R_c R_d}{R_c (R_s + R_1) + R_d (R_s + R_1 + R_c)}.$$

Напряжение на выходе датчика не зависит от используемого измерительного прибора при $R_d \gg R_c$, в этом случае оно равно

$$v_m = e_s \frac{R_c}{R_s + R_1 + R_c}$$

и является нелинейной функцией R_c .

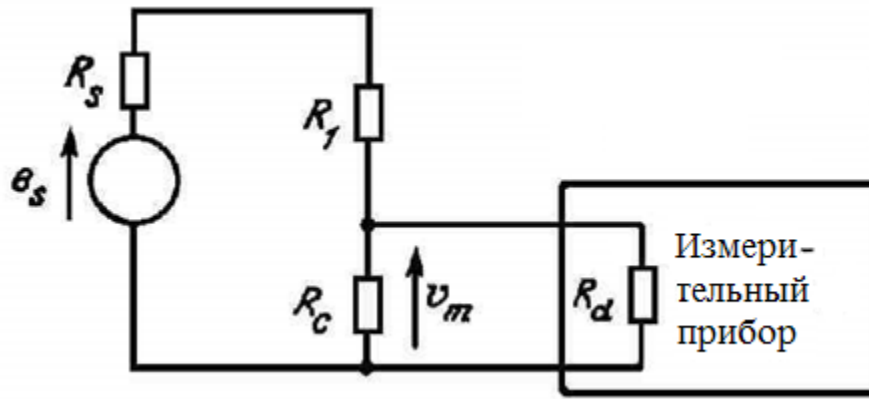


Рис. 13. Потенциометрическая схема с вторичным измерительным прибором

Линеаризация измерений. Желательно, чтобы вариации Δv_m измеряемого напряжения были пропорциональны вариациям ΔR_c сопротивления датчика.

Работа на малом участке характеристики. Сопротивление датчика меняется от R_{c0} до $R_{c0} + \Delta R_c$, вызывая изменения напряжения v_m от v_{m0} до Δv_m

$$v_{m0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + R_1 + R_s} \frac{1}{1 + \Delta R_c / (R_{c0} + R_1 + R_s)}$$

При условии $\Delta R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$ с точностью до малых величин второго порядка имеем

$$\Delta v_m = e_s \frac{(R_s + R_1) \Delta R_c}{(R_{c0} + R_1 + R_s)^2}$$

Чувствительность схемы формирования $\Delta v_m / \Delta R_c$ максимальна, если выбрать $R_s + R_1 = R_{c0}$, в этом случае

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$

Если внутреннее сопротивление источника R_s мало, то чувствительность максимальна на относительно большом участке характеристики, что подтверждается предыдущей формулой, поскольку в этом случае с хорошим приближением можно полагать, что $R_1 \approx R_{c0}$.

Питание схемы источником тока. Внутреннее сопротивление источника R_s очень велико: $R_s \gg R_{c0} + R_1$. В этом случае должно выполняться условие $\Delta R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$. Подставляя $i_s = e_s / R_s$, получим $\Delta v_m = i_s \Delta R_c$.

Исключение постоянной составляющей из выходного сигнала. Недостатком рассмотренной потенциометрической схемы является наличие в выходном сигнале постоянной составляющей, не содержащей полезной информации. Относительно большое значение этой составляющей требует использования вольтметров с неоправданно широким диапазоном измерений. Нередко это приводит к увеличению погрешности измерений и неэффективному использованию измерительных средств.

Для выделения полезной (переменной) составляющей сигнала можно использовать емкостную связь между датчиком и вольтметром, как это показано на рис. 14. Конденсатор C и внутреннее сопротивление R_d вольтметра образуют фильтр верхних частот.

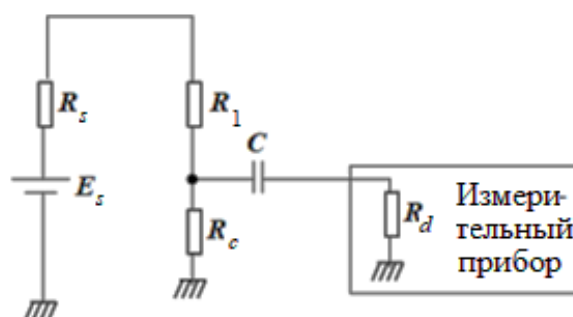


Рис. 14. Потенциометрическая схема с устранением постоянной составляющей

Если v_{m0} – постоянная составляющая напряжения на выходе схемы, то фильтр верхних частот позволяет отделить переменную составляющую Δv_m от v_{m0} . Необходимо лишь, чтобы нижняя граничная частота фильтра $f_c = 1 / 2\pi R_d C$ была меньше самой низкой частотной составляющей измеряемой величины. Обычно для устранения постоянной составляющей используют мостовую схему, представляющую собой двойной потенциометр, и потенциометрическую схему с симметричным питанием.

В мостовой схеме, представленной на рис. 15, параллельно сопротивлениям R_1 и R_c включают сопротивления R_3 и R_4 , которые здесь предполагаются постоянными. Эти сопротивления выбирают такими, чтобы относительно массы потенциал в точке B равнялся v_{m0} , потенциал в точке A был бы равен $v_{m0} + \Delta v_m$, а измеряемое между точками A и B выходное напряжение было бы равно Δv_m .

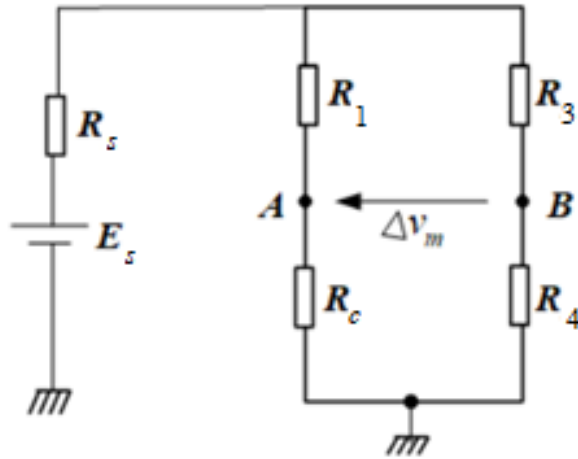


Рис. 15. Мостовая схема

Условием равенства потенциала в точке B значению A является соотношение

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}}, \text{ откуда } R_1 R_4 = R_3 R_{c0}.$$

Это условие равновесия моста Уитстона, который детально описан далее. Потенциометрические схемы с симметричным питанием представлены на рис. 16.

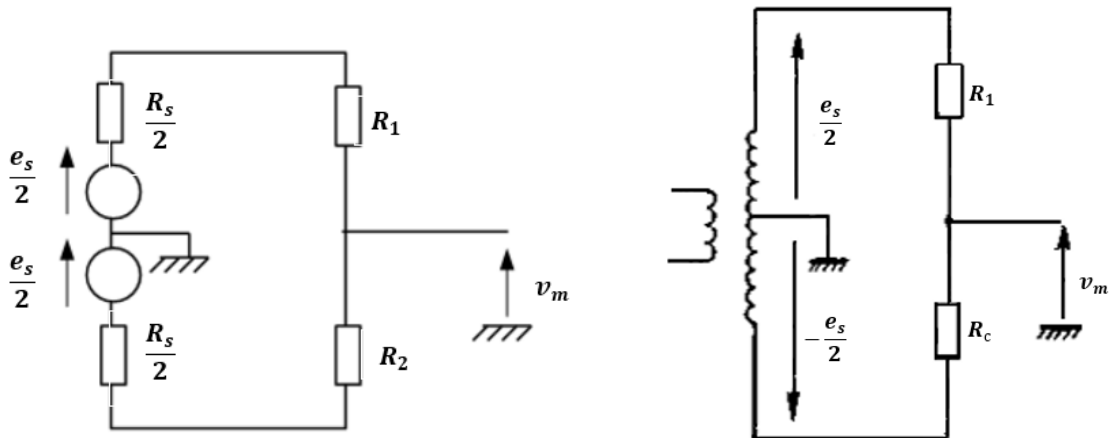


Рис. 16. Потенциометрические схемы: с симметричным питанием

Выходное напряжение v_m , измеряемое относительно массы, определяется выражением $v_m = \frac{e_s}{2} \frac{R_c - R_1}{R_c + R_1 + R_s}$.

Выбирая R_1 равным сопротивлению датчика R_{c0} при $U_m = U_{m0}$, т. е. до начала воздействия измеряемой величины, и полагая $R_s \ll R_{c0}$, при $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ получим $v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c / 2R_{c0}}$, т. е. выходное напряжение не содержит постоянной составляющей.

Влияние нестабильности напряжения питания. Это влияние сказывается на изменении чувствительности потенциметрических схем. В схеме с несимметричным питанием (рис. 17, а) флуктуации Δe напряжения e_{s0} приводят в процессе измерений к приращениям выходного сигнала (с погрешностью до величины второго порядка значимости)

$$\Delta v_m = e_{s0} \frac{R_s + R_1}{(R_s + R_1 + R_{c0})^2} \Delta R_c + \frac{R_{c0}}{R_s + R_1 + R_{c0}} \Delta e.$$

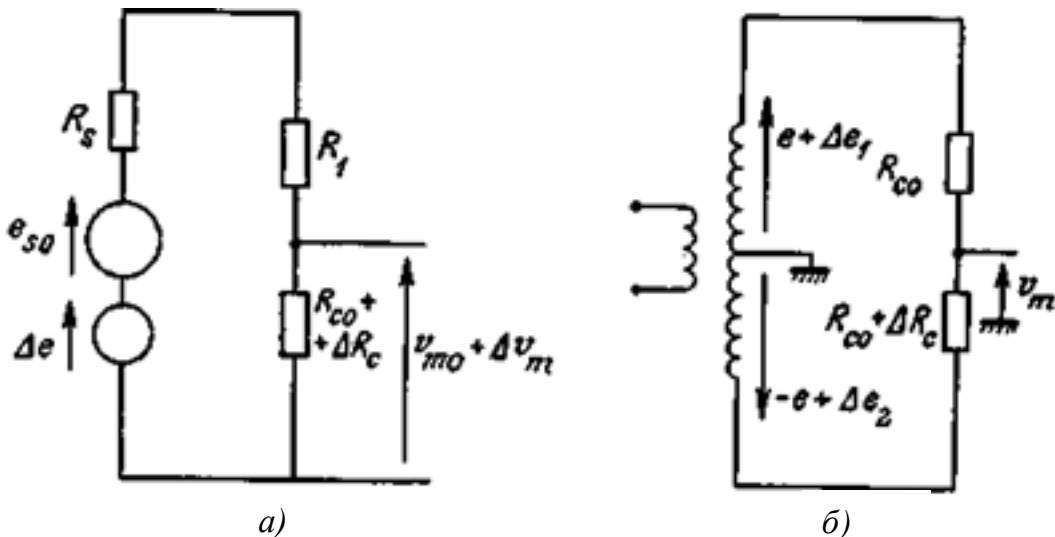


Рис. 17. Потенциметрические схемы с компенсацией влияния нестабильности питающего напряжения: а – с несимметричным питанием; б – с симметричным питанием

При этом трудно выделить приращения, обусловленные отдельно изменениями ΔR_c и Δe .

В схеме с симметричным питанием (рис. 17, б) следует учитывать два влияющих воздействия – Δe_1 и Δe_2 – на приращения измерительного сигнала напряжения (с точностью до малых второго порядка)

$$\Delta v_m = \frac{e}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}.$$

Кроме частного случая, когда $\Delta e_1 = -\Delta e_2$, невозможно выделить полезную составляющую выходного сигнала, связанную только с изменением ΔR_c .

Измерительные схемы с индуктивными и емкостными датчиками. Пусть датчик с импедансом $Z_c = R_c + jX_c$ включен последовательно с импедансом $Z_1 = R_1 + jX_1$ в цепь с источником синусоидальной ЭДС e_s , внутренний импеданс источника предполагается пренебрежимо малым. Рассмотрим особенности измерительных схем в зависимости от соотношений X_1 и X_{c1} .

1. $X_1 = 0$. В этом случае импеданс Z_1 представляет собой постоянное активное сопротивление R_1 (рис. 18, а). Когда импеданс датчика изменяется от Z_{c0} до $Z_{c0} + \Delta Z_c$, напряжение на его клеммах меняется на Δv_m .

$$\Delta v_m = e_s \frac{R_1 \Delta Z_c}{(Z_{c0} + R_1)^2} \frac{1}{1 + \Delta Z_c / (Z_{c0} + R_1)}.$$

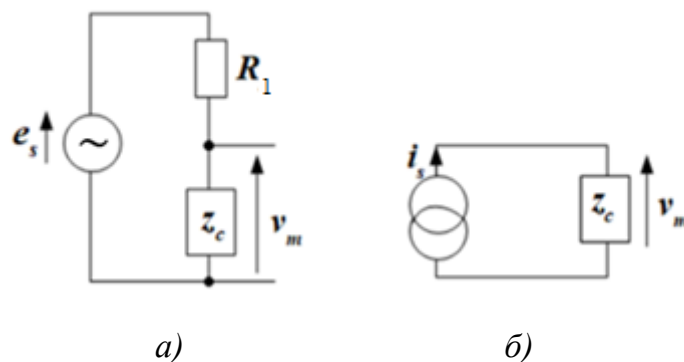


Рис. 18. Измерительная схема датчиков: а – с источником напряжения, питающего потенциометрическую схему; б – с источником тока в реостатной схеме

При выборе $R_1 \gg |Z_{c0}|$ предыдущее выражение упрощается, т. е. $\Delta v_m = \frac{e_s}{R_1} \Delta Z_c$, и через импеданс Z_c протекает постоянный ток $i = e_s / R_1$. Это означает возможность замены источника напряжения e_s источником тока i_s и отказ от сопротивления R_1 (рис. 18, б); тогда вариации выходного напряжения составят $\Delta v_m = i_s \Delta Z_c$.

2. X_1 и X_c изменяются в одном направлении. Рассмотрим схему на рис. 19, а, образованную двумя датчиками Z_1 и Z_c .

В отсутствие измеряемой и влияющей величин импедансы датчиков равны Z_{c0} . При воздействиях этих величин импедансы датчиков изменяются, причем

$$Z_1 = Z_{c0} + \Delta Z_1, \quad Z_c = Z_{c0} + \Delta Z_c,$$

где $\Delta Z_1 = S_g \Delta g + S_1 \Delta m_1$ и $\Delta Z_c = S_g \Delta g + S \Delta m$.

Здесь S_g – чувствительность, характеризующая воздействие на Z_1 и Z_c влияющей величины при изменении ее на Δg ; S_1 и S – чувствительности соответствующих датчиков при изменениях измеряемой величины соответственно на Δm_1 и Δm .

Выходное напряжение при этом равно $v_m = e_s \frac{Z_{c0} + \Delta Z_c}{2Z_{c0} + \Delta Z_1 + \Delta Z_c}$.

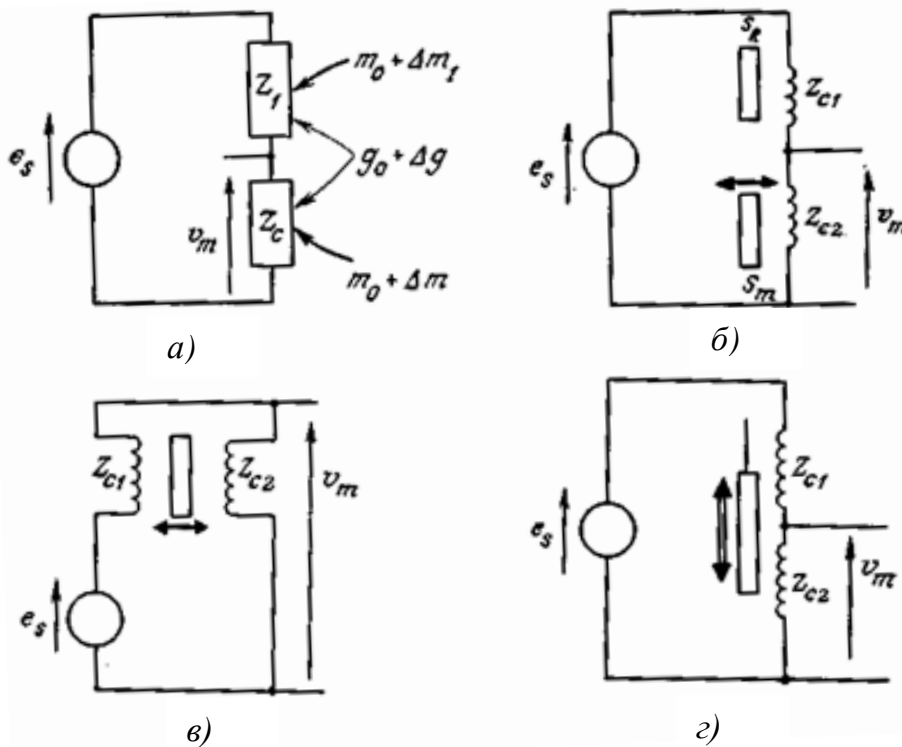


Рис. 19. Потенциометрические схемы с дифференциальным включением идентичных датчиков: а – принципиальная схема; б – датчик расстояния, использующий токи Фуко с компенсацией влияющей величины (S_R – неподвижная металлическая поверхность, S_m – подвижная поверхность); в – датчик типа «б» с дифференциальным включением; г – датчики перемещения с дифференциальным включением

Изменение относительно начального значения $e_s/2$ составляет

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta Z_c - \Delta Z_1}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + (\Delta Z_1 + \Delta Z_c) / 2Z_{c0}}.$$

Если датчик с импедансом Z_1 играет только роль компенсатора влияющей величины, то

$$S_1 \Delta m_1 = 0, \text{ а } \Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + (2S_g \Delta g + S \Delta m) / 2Z_{c0}}.$$

Когда $S_g \Delta g$ и $S \Delta m$ оказываются существенно меньше Z_{c0} , то с точностью до малых величин второго порядка можно записать

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}.$$

Для случая взаимно обратных реакций датчиков на одно и то же воздействие измеряемой величины $S_1 \Delta m_1 = -S \Delta m$ имеем

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + S_g \Delta g / Z_{c0}}.$$

Сигнал Δv_m в этом случае дифференциального включения датчиков является линейной функцией приращения измеряемой величины,

и когда $S_g \Delta g \ll |Z_{c0}|$, то $\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}$, т. е. исключается также и влияющее воздействие.

Такое включение целесообразно только для индуктивных датчиков с подвижным сердечником, предназначенных для измерения перемещений и расстояния (рис. 19, б, в, г).

При включении в потенциометрическую схему емкостного датчика возникает погрешность, вызванная наличием паразитных емкостей, образуемых каждой пластиной конденсатора (датчика) с массой. Действительно, как видно на рис. 20, а, паразитные емкости C_{p2} и C_{p3} включены параллельно емкости датчика и их изменения неотличимы от изменений емкости датчика, а емкость C_{p1} включена параллельно источнику и ее влияние пренебрежимо мало (если емкостное сопротивление C_{p1} велико по сравнению с импедансом источника).

В этом случае вместо потенциметрической лучше применять гальванометрическую схему, представленную на рис. 20, б. В этой

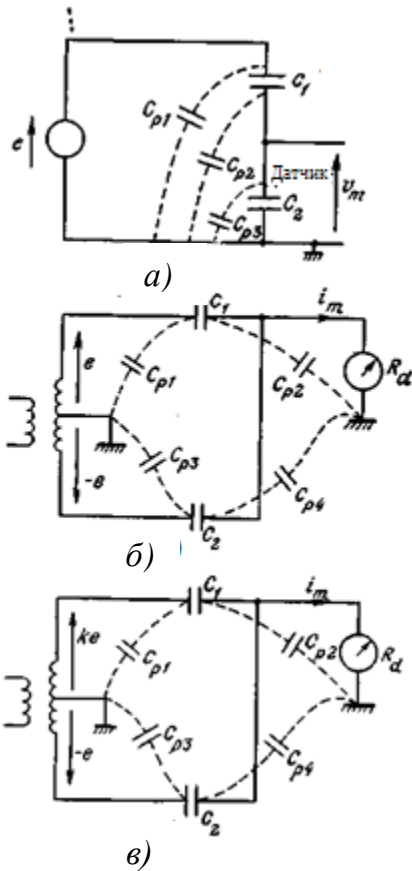


Рис. 20. Измерительные схемы с емкостным датчиком: а – потенциметрическая; б – гальванометрическая; в – гальванометрическая с трансформатором питающего напряжения и переменным коэффициентом трансформации $\Delta C_1 = -\Delta C_2 = \Delta C$ и $i_m = 2ej\omega\Delta C$, т. е. следует, что схема линейна

$$C_1 - C_2 = 2C_0 \frac{d}{D_0} \frac{1}{1 - (d/D_0)^2} \cong 2C_0 \frac{d}{D_0} \text{ при } (d/D_0)^2 \ll 1 \text{ и } i_m = 2ej\omega C_0 (d/D_0),$$

откуда следует, что схема квазилинейна для небольших перемещений.

Гальванометрические схемы в общем случае включают и трансформатор отношений (рис. 20, в): амплитуды напряжений на каждом

схеме измеряется ток i_m , который определяют с помощью прибора с очень малым входным сопротивлением R_d . Паразитная емкость, параллельная R_d , на погрешность измерений оказывает пренебрежимо малое влияние.

Пренебрегая значением R_d , измеряемый ток можно выразить формулой $i_m = ej\omega(C_1 - C_2)$. Если C_1 – емкость датчика, $C_1 = C_0 + \Delta C$ и $C_2 = C_0$, то $i_m = ej\omega\Delta C$.

В качестве примера работы двух включенных дифференциально конденсаторных датчиков C_1 и C_2 рассмотрим:

а) датчики перемещения с изменяющейся площадью поверхности пластин ΔA , для которых

$$\Delta C_1 = \varepsilon_0 \Delta A / D_0, \quad \Delta C_2 = -\varepsilon_0 \Delta A / D_0.$$

б) Датчики перемещения с изменяющимся расстоянием между пластинами конденсатора, для которых

$$C_1 = \frac{\varepsilon_0 A}{D_0 - d} = C_0 \frac{1}{1 - d/D_0},$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon_0 A}{D_0 + d} = C_0 \frac{1}{1 + d/D_0},$$

выходе находятся в соотношении k , точно определяемом положением отвода на землю. В этом случае измеряемый ток равен

$$i_m = ej\omega(kC_1 - C_2).$$

Если C_1 – емкость C_e переменного опорного конденсатора и C_2 – емкость датчика C_c , то последнюю можно определить с большой точностью по исчезновению измеряемого тока, наступающему при условии $C_c = kC_e$.

3. X_1 и X_c имеют противоположные знаки. Пусть X_1 – емкостное сопротивление конденсатора C_1 переменной емкости с воздушным диэлектриком (рис. 21, а). Напряжение на конденсаторе в этом случае определяется как

$$v_m = e_s \frac{-j}{C_1\omega} \frac{1}{R_c + j\left(L_c\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right)}.$$

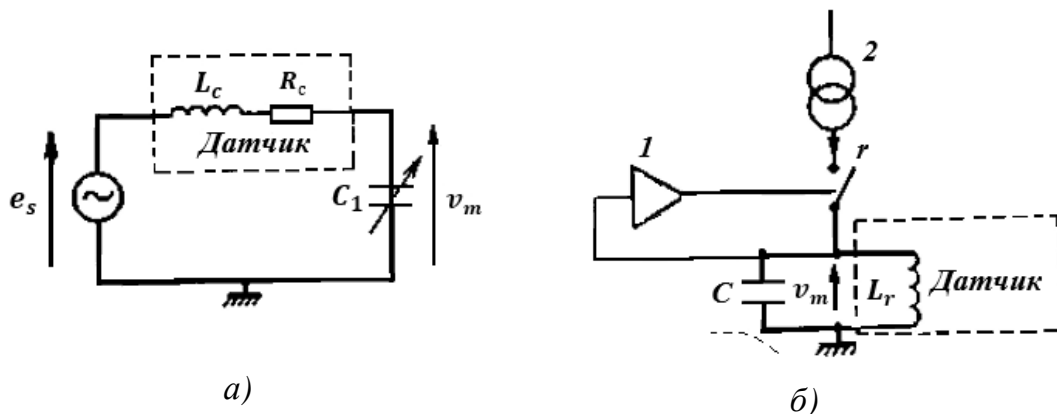


Рис. 21. Частотно-задающие контуры с индуктивными датчиками:
 а – последовательная схема; б – параллельный контур (Electro-Corporation);
 1 – управляемый контакт; 2 – источник постоянного тока

При изменении емкости переменного конденсатора C_1 возникает резонанс, при котором максимальная амплитуда напряжения на конденсаторе равна

$$v_m = E_s \frac{1}{R_c C_1 \omega} \quad L_c = \frac{1}{C_1 \omega^2},$$

$$R_c = \frac{E_s}{v_m} \frac{1}{C_1 \omega}.$$

Здесь E_s – амплитуда источника, отсюда следует, что на рис. 21, б представлена схема, в которой катушка датчика с индуктивностью L и сопротивлением r образует с постоянным конденсатором C параллельный колебательный контур, резонансная частота которого

$$F_0 = 1 / 2\pi\sqrt{LC} \quad (L\Omega_0 / r \gg 1).$$

Контур возбуждается источником постоянного тока I , прерываемым с частотой F_0 управляемым контактом; при этом напряжение на колебательном контуре равно v_m . Учитывая резонансное свойство контура, его можно рассматривать как возбуждаемый синусоидальным сигналом на частоте F_0 , а сила протекающего через него тока $i = kI \cos \Omega_0 t$, где k ($k < 0$) зависит от скважности тока прерывателя. При этих условиях напряжение v_m на зажимах контура будет иметь ам-

$$\text{плитуду } v_m = kI \frac{L^2 \Omega_0^2}{r}.$$

Такая схема позволяет обойтись без источника с регулируемой частотой, так как возбуждение схемы на соответствующей частоте происходит автоматически.

Основные трудности использования потенциометрической схемы связаны с опасностью изменения чувствительности из-за дрейфа источников питания и паразитных влияний.

Несимметричное питание (см. рис. 21, а). При одновременном изменении в электрической цепи сопротивления датчика $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ и флуктуации напряжения источника $e_s = e_{s0} + \Delta e$ вариация Δv_m измеряемого напряжения с точностью до малых второго порядка равна

$$\Delta v_m = e_{s0} \frac{R_s + R_1}{(R_s + R_1 + R_{c0})^2} \Delta R_c + \frac{R_{c0}}{R_s + R_1 + R_{c0}} \Delta e.$$

Очевидно, трудно заранее определить составляющие Δv_m , ответственные за ΔR_c и Δe .

Симметричное питание (см. рис. 21, б). В этом случае нужно рассмотреть паразитные влияния на ΔR_c отклонений Δe_1 и Δe_2 , индуци-

рованных в двух ветвях источника; при этом общая вариация измеряемого напряжения с точностью до малых второго порядка определяется выражением

$$\Delta v_m = \frac{e}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}.$$

Вариацию, связанную только с изменением ΔR_c , можно выявить в частном случае $\Delta e_1 = -\Delta e_2$.

3.3. Мостовые схемы

Как отмечалось выше, мостовые схемы позволяют исключить постоянную составляющую измеряемого напряжения. Мостовая схема представляет собой двойной потенциометр с дифференциальным включением.

Рассмотрим вопросы линеаризации характеристик мостовых схем и компенсации влияющих величин.

Преимущества мостовых схем – в большей, чем присущей потенциметрическим измерительным схемам, точности и меньшей чувствительности к шумам и дрейфу параметров источника питания. Эти основные достоинства мостов можно показать на примере резистивного моста (рис. 22).

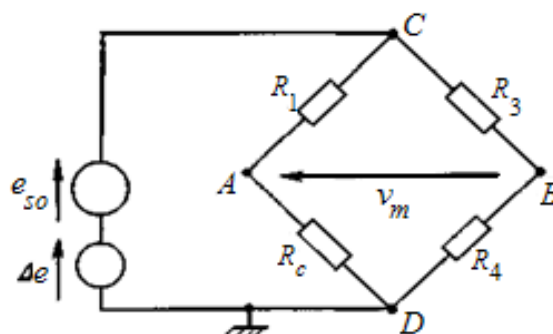


Рис. 22. Резистивный мост

С учетом флуктуации ЭДС e_{so} источника напряжения в точках A и B диагонали моста равны

$$v_A = e_{so} \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c} + \Delta e \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c},$$

$$v_B = e_{so} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta e \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

В положении равновесия моста

$$\frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad v_A = v_B.$$

Выходное напряжение v_m , представляющее собой разность напряжений $V_A - V_B$, определяется выражением

$$v_m = e_{so} \left(1 + \frac{\Delta e}{e_{so}}\right) \frac{R_1 \Delta R_c}{(R_1 + R_{c0} + \Delta R_c)(R_1 + R_{c0})}.$$

Сравнение с потенциометрической схемой показывает, что влияние флуктуации Δe на выходное напряжение в мостовой схеме существенно уменьшается, если $\Delta R_c \ll R_{c0}$.

Измерение сопротивлений мостом Уитстона. Условия равновесия и разбаланса. Общая схема моста Уитстона показана на рис. 23.

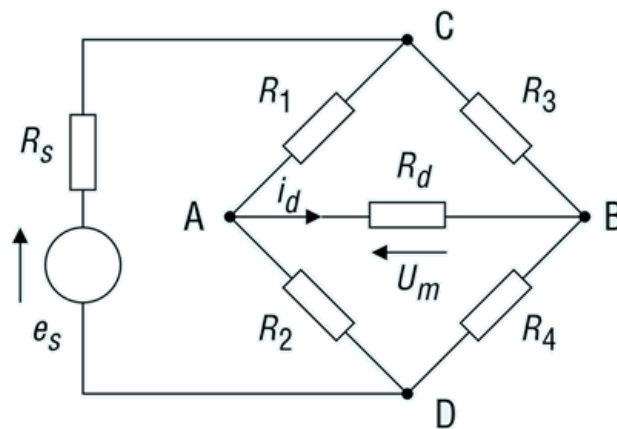


Рис. 23. Общая схема моста Уитстона

ЭДС $e_s = e_{so} + \Delta e$, R_s – внутреннее сопротивление источника, R_d – входное сопротивление устройства, измеряющего ток или напряжение разбаланса в диагонали моста. По уравнениям Кирхгофа можно определить ток i_d в диагонали моста

$$i_d = e_s \frac{R_1 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 R_4 (R_3 + R_2) + R_1 R_2 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3)(R_1 + R_4) + R_1 R_3 - R_1 R_4 + R_d (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4))}.$$

Мост находится в равновесии, когда $V_A = V_B$, при этом $i_d = 0$, что обусловлено соотношением $R_1 R_4 = R_2 R_3$.

Условие равновесия зависит только от сопротивления плеч моста, оно не зависит от внутреннего сопротивления источника питания и входного сопротивления прибора, измеряющего ток или напряжение в диагонали.

Обычно мост питают источником, внутреннее сопротивление которого мало: $R_s \ll R_1, R_2, R_3, R_4, R_d$, в идеальном случае $R_s = 0$ выражение для U упрощается

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_1 R_3 (R_1 + R_4) + R_d (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

Когда измерительное устройство (осциллограф, вольтметр или усилитель) имеет большое входное сопротивление $R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4$, имеем

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)},$$

$$v_m = R_d i_d = e_s \frac{R_3 R_2 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

В последующем изложении материала будем исходить из этих соотношений.

Мост Уитстона представляет собой двойной потенциометр; его чувствительность максимальна в положении равновесия, когда $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$.

Для упрощения измерений часто выбирают сопротивления плеч моста одинаковыми: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$. При одновременном изменении сопротивлений всех плеч моста

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1, R_2 = R_0 + \Delta R_2,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3, R_4 = R_0 + \Delta R_4$$

напряжение разбаланса будет определяться соотношением

$$v_m = e_s \frac{R_0(\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4R_0^2 + 2R_0(\Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_1 + \Delta R_2)(\Delta R_3 + \Delta R_4)}.$$

В этом случае напряжение разбаланса является нелинейной функцией, вызывающей изменение сопротивлений плеч моста. Если переменным будет только одно сопротивление, например R_2 , то

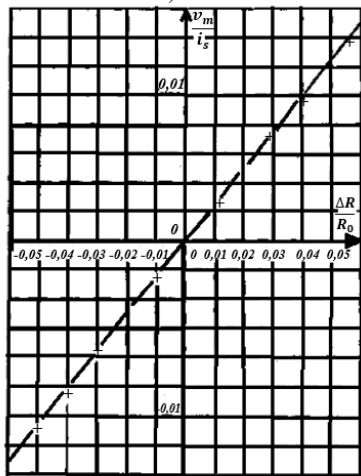
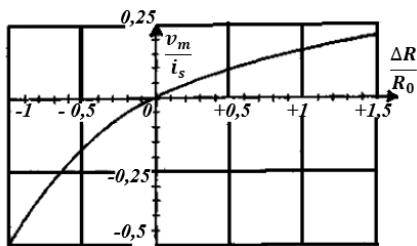
$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2}{R_0} \frac{1}{1 + \Delta R_2 / 2R_0}.$$

На рис. 24, а представлена диаграмма отношения v_m/e_s в функции относительного изменения R/R_0 одного из сопротивлений моста, первоначально находившегося в положении равновесия. Эта зависимость линейна в относительно узком диапазоне изменения R_0 в обе стороны

от положения равновесия (рис. 24, б). Когда сопротивление R_s того же порядка, что и сопротивления плеч моста, а R_d намного больше, напряжение разбаланса можно выразить формулой

$$v_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}.$$

При прочих равных условиях возрастание сопротивления источника приводит к уменьшению чувствительности мостовой схемы.



б)

Рис. 24. Диаграммы зависимости напряжения разбаланса моста в функции относительных вариаций сопротивления одного из плеч

В этом случае, если переменным будет только одно сопротивление, например R_2 , напряжение разбаланса выражается соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2}{R_0 + R_s} \frac{1}{1 + \frac{2R_0 + R_s}{R_0 + R_s}} \frac{\Delta R_2}{R_0}.$$

В случае когда мост питается источником тока, внутреннее сопротивление такого источника намного больше сопротивлений плеч моста. С учетом тока источника $i_s = e_s/R_s$ напряжение разбаланса можно записать в виде

$$v_m = i_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

Если сопротивления всех плеч моста с источником тока одновременно изменяются относительно значения R_0 , соответствующего положению равновесия, то напряжение разбаланса v_m в функции этих изменений

$$v_m = e_s \frac{R_0 (\Delta R_2 - \Delta R_1 - \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{\Delta R_0 + \Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4}.$$

Если в мосте с источником тока изменяется только одно из сопротивлений, например R_2 , имеем

$$v_m = \frac{e_s}{4} \Delta R_2 \frac{1}{1 + \Delta R_2 / 4R_0}.$$

Сравнение последнего выражения с выражением для напряжения разбаланса моста, питаемого источником напряжения, показывает преимущество питания источником тока, так как при этом уменьшается нелинейность характеристики преобразования схемы.

Линеаризация характеристики преобразования и компенсация воздействия влияющих величин. Работа на малом участке характеристики. Мост из четырех одинаковых сопротивлений R_0 , вариации которых малы, $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4 \ll \Delta R_0$ с точностью до величин второго порядка линеен близ положения равновесия

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{R_0}.$$

Это соотношение отражает очень важное свойство моста, у которого все плечи в положении равновесия одинаковы: идентичные изменения сопротивлений в двух смежных плечах не приводят к разбалансу моста. Данное свойство позволяет компенсировать воздействия на результаты измерений влияющих величин, в том числе температурных изменений сопротивлений подводящих проводов (трехпроводная схема).

Для этой цели используют два датчика, на один из которых воздействуют как измеряемая, так и влияющая величины, а второй, компенсационный, идентичный первому, подвергается воздействию только влияющей величины. Пусть $R_2 = R_0 + \Delta R_2$ – сопротивление измерительного датчика, причем $\Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m$, где S_g и S – чувствительности к влияющей и измеряемой величинам соответственно; R_1 – сопротивление компенсационного датчика $R_1 = R_0 + \Delta R_1$; $\Delta R_1 = S_g \Delta g$ – постоянные сопротивления, равные R_0 . В этом случае выходное напряжение разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

Как видно из формулы, v_m не зависит от влияющей величины g .

Чувствительность схемы может быть удвоена, если поместить одинаковые датчики в двух противоположащих ветвях

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2, \text{ где } \Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3, \text{ где } \Delta R_3 = S_g \Delta g + S \Delta m$$

и два идентичных компенсационных датчика в двух остальных плечах:

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1, \text{ где } \Delta R_1 = S \Delta m,$$

$$R_4 = R_0 + \Delta R_4, \text{ где } \Delta R_4 = S_g \Delta g.$$

Напряжение разбаланса в этом случае определяется как

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

Дифференциальное включение датчиков. Если плечи моста образованы из четырех одинаковых датчиков, изменения сопротивлений которых в смежных плечах попарно противоположны,

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \text{ и } \Delta R_4 = -\Delta R_3,$$

то напряжение разбаланса строго линейно зависит от изменений этих сопротивлений

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_2 + \Delta R_3}{R_0}$$

и при $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4$ $v_m = e_s (\Delta R / R_0)$.

Если два плеча моста образованы резисторами с постоянными сопротивлениями $R_0 = R_3 = R_4$, а два других плеча содержат идентичные датчики, изменения сопротивлений которых равны и противоположны по знаку, т. е. $\Delta R_1 = -\Delta R_2$ и $\Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$ (последовательно-симметричный мост), то напряжение его разбаланса

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\alpha \Delta m}{R_0}.$$

Если применяемые датчики имеют нелинейные характеристики, то равные по величине и противоположные по знаку приращения измеряемой величины уже не вызовут равных по величине и противоположных по знаку изменений сопротивлений датчиков. Рассмотрим последовательно-симметричный мост, в котором оба датчика имеют квадратичную характеристику. Датчик с сопротивлением R_2 воспринимает приращение Δm измеряемой величины, вызывающее изменение его сопротивления ΔR_2 , причем

$$\Delta R_2 = \alpha \Delta m + \beta (\Delta m)^2.$$

Воздействие на датчик с сопротивлением R_1 приращения Δm измеряемой величины вызывает приращение ΔR_1

$$\Delta R_1 = \alpha(-\Delta m) + \beta(\Delta m)^2.$$

Напряжение разбаланса при использовании линейных датчиков, определяющееся выражением

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_5 \Delta R_1}{R_0} \frac{1}{1 + (\Delta R_1 + \Delta R_2) / 2R_0},$$

для этого частного случая запишем в виде

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + \beta(\Delta m)^2 / R_0}.$$

Или если обычно легко выполняется условие

$$\frac{\beta(\Delta m)^2}{R_0} \ll 1,$$

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\alpha \Delta m}{R_0}.$$

Напряжение разбаланса является квазилинейной функцией приращений измеряемой величины. Таким образом, дифференциальное включение датчиков позволяет линеаризовать характеристику преобразования мостовой схемы даже в случаях нелинейности характеристик датчиков. Однако при воздействии влияющих величин на дифференциально включенные датчики полная компенсация этих воздействий оказывается невозможной. В этом случае для схемы моста с четырьмя идентичными датчиками имеем

$$\Delta R_1 = -S\Delta m + S_g \Delta g, \quad \Delta R_2 = S\Delta m + S_g \Delta g,$$

$$\Delta R_3 = S\Delta m + S_g \Delta g, \quad \Delta R_4 = -S\Delta m + S_g \Delta g$$

и общее выражение для v_m приводим к виду

$$v_m = e_s \frac{S\Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + S_g \Delta g / R_0}.$$

Напряжение v_m пропорционально изменениям только измеряемой величины, но чувствительность S_α схемы ($S_\alpha = v_m / \Delta m$) зависит от влияющей величины g из-за непостоянства чувствительности S_g датчика при воздействии величины g .

Чаще всего влияющей величиной является температура; при этом $\Delta g = \Delta T = T - T_0$, где T_0 – температура при равновесии моста, когда сопротивление каждого датчика равно R_0 , $S_g = \Delta R / \Delta T = \alpha_R R_0$ – температурный коэффициент сопротивления датчика. В этом случае напряжение разбаланса

$$v_m(T) = e_s \frac{S(T)\Delta m}{R_0(1 + \alpha_r \Delta T)} = e_s \frac{S(T)}{R(T)} \Delta m.$$

Минимизировать влияние температуры T на чувствительность схемы можно, включив последовательно с источником питания температурно-зависимые резисторы с сопротивлением $R_s/2$, вариации которых с температурой изменяют напряжение питания V моста таким образом, что чувствительность всей схемы остается постоянной (рис. 25, а). Если пренебречь сопротивлением источника, то напряжение v_m будет определяться выражением

$$v_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}$$

или

$$v_m = V \frac{R_1 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

После преобразований получим

$$V = e_s R_{\text{ЭКВ}} / (R_s - R_{\text{ЭКВ}}),$$

где $R_{\text{ЭКВ}}$ – эквивалентное сопротивление моста

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}.$$

Для схемы моста с четырьмя датчиками, включенными попарно, дифференциально имеем

$$R_{\text{ЭКВ}}(T) = R(T) \text{ и } v_m = e_s \frac{S(T)}{R_s(T) + R(T)} \Delta m.$$

Если в диапазоне температур, в которых используется схема, тепловые вариации вызывают квазилинейные изменения сопротивлений

$$R(T) = R_0(1 + \alpha_R \Delta T),$$

$$R_s(T) = R_{c0}(1 + \alpha_R \Delta T) \text{ и}$$

$$S(T) = S_0(1 + \beta \Delta T),$$

то напряжение v_m не зависит от T при условии $R_{co} = R_0 \frac{\beta - \alpha_R}{\alpha_R - \beta}$.

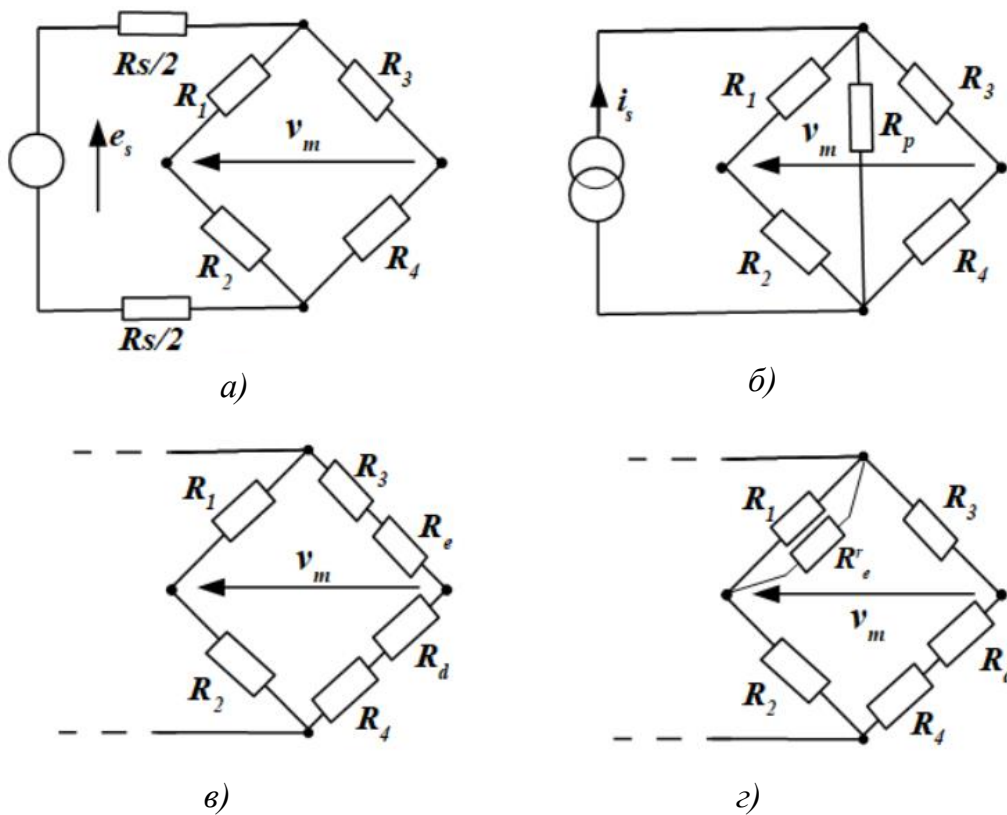


Рис. 25. Мостовые схемы с коррекцией влияния температуры

При питании моста источником тока влияние температурных изменений компенсируют температурно-зависимым резистором с сопротивлением R_p , включаемым в параллель диагонали с источником питания (рис. 25, б).

Менее точную компенсацию обеспечивает включение резисторов R_s и R_p , сопротивления которых не зависят от температуры. Сопротивления выбирают такими, чтобы чувствительность схемы не изменялась в заданном температурном диапазоне.

Статические (в отсутствие внешних воздействий) сопротивления датчиков в четырех плечах моста, так же как их температурные коэффициенты, никогда не оказываются строго идентичными. Поэтому даже в отсутствие измеряемой величины наблюдается отличное от нуля напряжение разбаланса, изменяющееся в функции температуры, которое характеризуют как сдвиг (или дрейф) нуля. Когда измеряемая

величина изменяется, этот сдвиг алгебраически суммируется с напряжением разбаланса, обусловленным воздействием измеряемой величины.

Коррекция дрейфа нуля, в том числе обусловленного температурой, осуществляется с помощью двух резисторов, включаемых в два плеча моста (рис. 25, в и г):

а) резистор с сопротивлением R_d , зависящим от T , включают последовательно, и его температурные отклонения противоположны по знаку рабочим отклонениям температур;

б) резистор с сопротивлением R_e , не зависящим от температуры, включаемый последовательно, или резистор R_e' , включаемый параллельно, предназначены для начального уравнивания моста при температуре T_0 .

Более простой, но менее точный способ коррекции состоит в использовании двух постоянных резисторов R_e и R_d , их сопротивления выбирают такими, чтобы скомпенсировать сдвиг нуля при температурах T_1 и T_2 , представляющих собой границы рабочего температурного диапазона.

Линеаризация характеристики преобразования мостовой схемы выбором потенциометрического соотношения плеч. Мост строят, выбирая для каждого из образующих его ветви потенциометров соотношение сопротивлений $M > 1$. В состоянии равновесия схем

$$R_1 = MR_0 \text{ и } R_2 = R_0, \\ R_3 = MR_0 \text{ и } R_4 = R_0.$$

Если сопротивление датчика, скажем, R_2 изменяется на ΔR , то измерительное напряжение разбаланса

$$v_m = \frac{M}{(M+1)^2} e_s \frac{\Delta R}{R_0} - \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{(M+1)R_0}}.$$

По сравнению с равноплечим мостом, где $M = 1$, член соотношения, характеризующий нелинейность, уменьшился в $(M+1)/2$ раз; что же касается чувствительности, то она уменьшилась в $(M+1)^2/4M$ раз. Компенсацию воздействия влияющей величины можно осуществить включением компенсационного датчика с сопротивлением R_4 , идентичного измерительному датчику с сопротивлением R_2 в этой ветви.

Устранение влияния соединительных проводов. Когда датчик расположен на значительном расстоянии от мостовой схемы, то его подключают к ней двумя проводами, сопротивлениями R_f которых нельзя пренебречь по сравнению с сопротивлением R_c датчика. При первоначальном (до начала измерений) уравнивании моста проблем не возникает. Однако так как оба провода составляют часть той же ветви моста, что и датчик, вариации их сопротивления датчика давления (ДД), обусловленные, например, изменением температуры, накладываются на приращения ΔR_c датчика, что приводит к погрешности измерений.

Чтобы напряжение разбаланса моста оставалось с точностью до малых второго порядка независимым от вариаций сопротивления соединительных проводов, датчик к мосту подключают через три одинаковых провода с равными сопротивлениями R_f и располагают их один относительно другого так, чтобы вариации ΔR_c были одинаковы. При этом каждый провод включают в смежные ветви моста, чтобы вариации сопротивления проводов были противоположны изменениям напряжения разбаланса.

При трехпроводной схеме включения датчика в мост третий провод подключают либо к источнику (рис. 26, а), либо к измерителю напряжения разбаланса (рис. 26, б). В обоих случаях в равновесном состоянии

$$R_1 = R_0, R_3 = R_0,$$

$$R_0 = R_2 = R_{co} + R_{fo}, R_4 = R_0' R_{fo},$$

причем $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. Здесь R_c – сопротивление датчика.

В первой из схем (рис. 26, а) паразитная ЭДС e_p самоиндукции, наводимая в проводе, прибавляется к ЭДС e_s источника. Она не изменяет равновесия моста и не создает существенных помех измерениям при условии $e_p < e_s$.

Однако сопротивление R_f' провода прибавляется к сопротивлению R_s источника $R_f' = R_s + R_f'$, что может привести к снижению чувствительности моста, если R_s' не будет пренебрежимо мало по сравнению с R_0 . Поэтому R_f' должно быть как можно меньшим, что достигается применением медных проводов.

Во второй схеме (рис. 26, б) сопротивление R_f' обычно мало по сравнению с входным сопротивлением измерительного прибора R_d , и при этом условии третий провод не влияет на чувствительность моста.

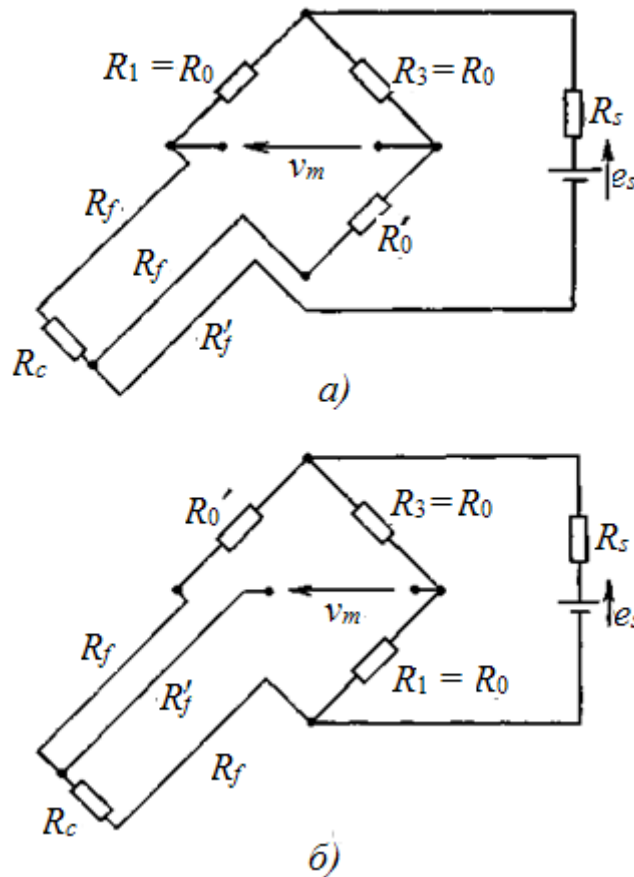


Рис. 26. Схемы трехпроводного включения датчика в мост

Однако паразитная ЭДС e_p самоиндукции в проводе создает на нем напряжение, которое прибавляется к измеряемому напряжению v_m разбаланса и создает погрешность измерений, если e_p не слишком мало по сравнению с v_m . По этой причине третий провод предпочитают присоединять к источнику питания либо используют компенсационную схему с двумя парами соединительных проводов (рис. 27). В последней датчик и два провода образуют плечо моста. $R_2 = R_c + 2R_f$.

Другое плечо R_4 состоит из постоянного сопротивления R_0 и двух одинаковых проводов, расположенных рядом друг с другом, при этом $R_4 = R_0 + 2R_f$. В равновесном состоянии сопротивления плеч моста выбирают равными друг другу, и изменения ДД сопротивлений всех соединительных проводов с точностью до малых второго порядка не влияют на v_m .

В схеме с тремя соединительными проводами сопротивление датчика точно известно только в случае, когда сопротивления проводов R_f и их вариации абсолютно идентичны. В этом случае значение входной измеряемой величины можно определить так называемым нулевым методом путем уравнивания моста либо по напряжению разбаланса v_m при нарушении условия равновесия.

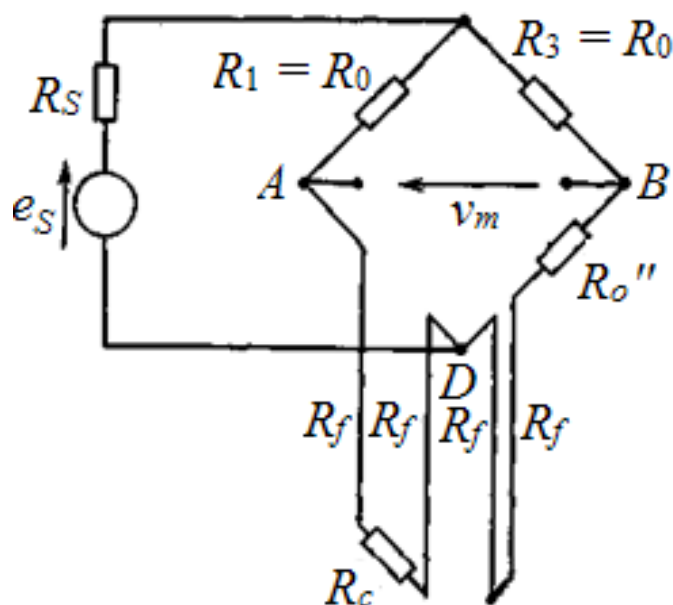


Рис. 27. Схема включения датчика в мост с двумя парами подводящих проводов

Скомпенсировать влияние соединительных проводов независимо от их параметров можно при четырехпроводном включении датчика с использованием нулевого метода. Эта схема показана на рис. 28. Значение сопротивления R_c определяется по двум последовательным уравниваниям моста при двух различных включениях проводов. При первом уравнивании концы проводов соединяют согласно следующей маркировке: A к a , D к f , F к b .

Мост уравнивают с помощью резистора R_1 , переменное сопротивление которого в положении равновесия равно R_1' , так что

$$(R_1' + R_{f1})R_0 = (R_c + R_{f2})R_0.$$

При втором уравнивании моста концы проводов переключают следующим образом:

A к f , D к a , F к e .

Новое положение равновесия моста достигается при значении сопротивления $R_1 = R_1''$, причем $(R_1'' + R_{f2})R_0 = (R_e + R_{f1})R_0$.

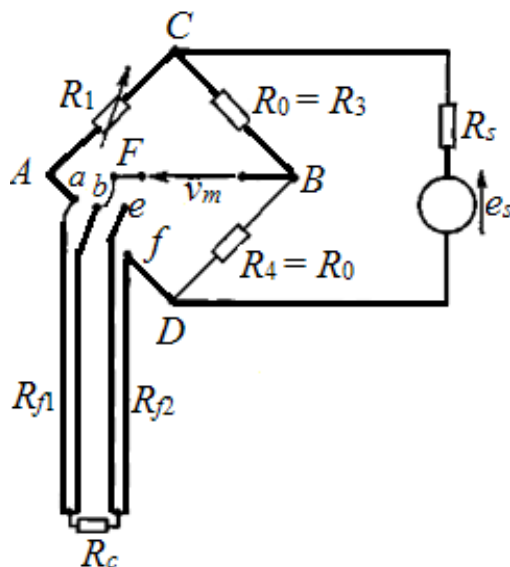


Рис. 28. Четырехпроводная схема включения датчика в мост

Сопротивление R_c датчика вычисляют по результатам двух уравнений схемы как $R_e = \frac{R_1' + R_1''}{2}$.

3.4. Измерение импеданса датчиков и его параметров

Для измерения импеданса датчиков и его параметров – активного и реактивных сопротивлений и соответственно R , L и C – используют мосты переменного тока.

Электрическую схему замещения датчика, характеризуемого импедансом, можно представить двухполюсником с последовательным или параллельным соединением активного и реактивных сопротивлений, как это показано на рис. 29. Основные соотношения, которыми характеризуются двухполюсники, приведены на рис. 29, а и 29, б. Ту или иную схему замещения выбирают в зависимости от вида рассеиваемой (теряемой) мощности на элементах двухполюсника. Если эти потери пропорциональны квадрату протекающего через двухполюсник тока I , что имеет место при наличии преобладающего активного сопротивления провода катушки индуктивности или утечки тока через кон-

денсатор, т. е. теряется активная мощность на нагрев катушки или конденсатора, то датчик замещают последовательными схемами. Если потери пропорциональны квадрату напряжения на двухполюснике, что имеет место в случае диэлектрических потерь в конденсаторе или большой индуктивности катушки (потери реактивной мощности), то выбирают параллельную схему замещения.

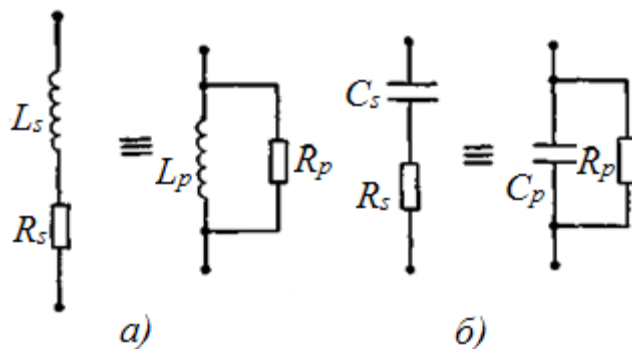


Рис. 29. Эквивалентные электрические схемы замещения датчиков:

а – индуктивный двухполюсник: $R_p = R_s(1+Q^2)$, $L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$, $Q = \frac{L_s\omega}{R_s} = \frac{R_p}{L_p\omega}$ (Q – добротность катушки); б – емкостный двухполюсник: $R_s = R_p \left(1 + \frac{1}{tg^2\delta}\right)$, $C_p = C_s \frac{1}{1+tg^2\delta}$, $tg\delta = R_s C_s \omega = \frac{1}{R_p C_p \omega}$ (δ – угол диэлектрических потерь)

Измерение параметров емкостного датчика. Диэлектрические потери в конденсаторе можно представить резистором с сопротивлением R_c , включенным параллельно с конденсатором емкостью C_c .

Принципиальная схема измерений с емкостным датчиком представляет собой так называемый мост Нернста (рис. 30).

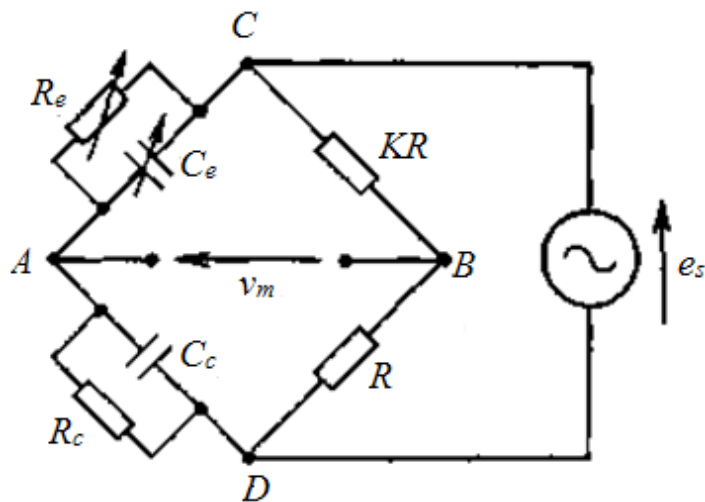


Рис. 30. Схема моста Нернста для измерения емкостного сопротивления

Импеданс датчика равен

$$Z_e = \frac{R_e}{1 + jR_e C_e \omega},$$

импеданс уравновешивающего плеча определяется выражением

$$Z_e = \frac{R_e}{1 + jR_e C_e \omega}.$$

Условие равновесия моста: $Z_e = KZ_C$, т. е. $R_C = R_e / K$ и $C = KC_e$.

Мост уравновешивают при значении измеряемой величины m_0 , принимаемом за начальное. Когда m_0 изменяется на Δm , импеданс датчика меняется от Z_{c0} до $Z_{c0} + \Delta Z$. Тогда между точками A и B в диагонали моста появляется напряжение разбаланса

$$v_m = e_s \frac{K}{(K+1)^2} \frac{\Delta Z_0}{1 + \frac{\Delta Z_c}{(k+1)Z_{c0}}}$$

и если $\Delta Z_c \ll (K+1)Z_{c0}$, то с точностью до малых второго порядка

$$v_m = e_s \frac{K}{(K+1)^2} \frac{\Delta Z_0}{Z_{c0}}.$$

Выбирая $K = 1$, получают максимальную чувствительность схемы. Кроме того, благодаря симметрии моста легче скомпенсировать воздействие влияющих величин. При этих условиях

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta Z_0}{Z_{c0}}.$$

Если датчик представляет собой конденсатор с воздушным диэлектриком, то потери пренебрежимо малы и импеданс датчика носит емкостной характер. В этом случае резистор для уравновешивания моста можно не использовать. В таком мосте, известном как мост Саути (рис. 31), напряжение разбаланса равно

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{C_e - C_c}{C_c + C_e}.$$

Мост уравнивают при значении m_0 , принимаемом за начальное значение измеряемой величины, и устанавливают $C_e = C_{c0}$. Тогда при $m = m_0 + \Delta m$

$$C_c = C_{c0} + \Delta C \quad \text{и} \quad v_m = -\frac{e}{4 C_{c0}} \frac{\Delta C}{(1 + \Delta C / 2C_{c0})}.$$

Если $\Delta C / C_0 \ll 1$, то $v_m = -\frac{e_s}{4} \frac{\Delta C}{C_{c0}}$ с точностью до малых

второго порядка.

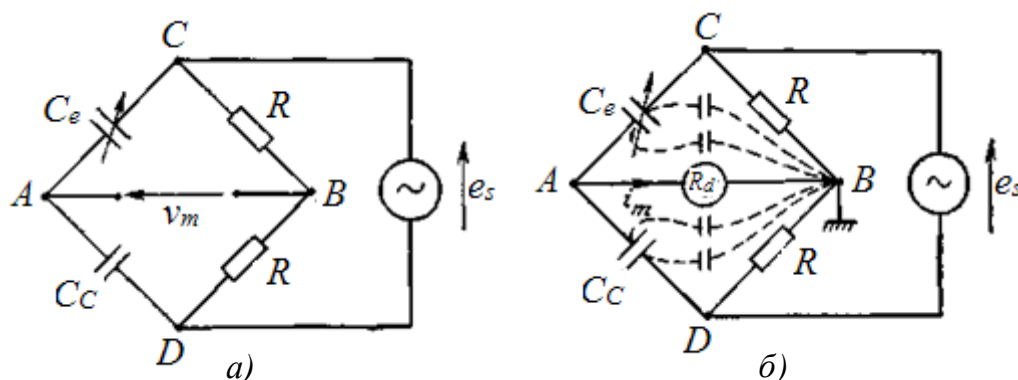


Рис. 31. Мост Саути: а – принципиальная схема; б – схема, показывающая распределение паразитных емкостей

Обкладки конденсаторов образуют с массой паразитные емкости, распределенные как показано на рис. 31, б. Эти паразитные конденсаторы параллельны каждому из резисторов R и входному импедансу измерительного прибора с активным сопротивлением R_d . Их воздействие на плечи моста можно сделать пренебрежимо малым выбором весьма малых сопротивлений R ($10^2 - 10^3$ Ом) по сравнению с паразитным емкостным сопротивлением. Более удобным будет включение параллельно каждому резистору конденсатора небольшой емкости, что позволяет уравновесить мост компенсацией паразитных емкостей.

Паразитное емкостное сопротивление, параллельное входной цепи измерительного прибора, не влияет на равновесие моста, но может влиять на чувствительность схемы к разбалансу, если это паразитное емкостное сопротивление не слишком велико по сравнению со входным импедансом измерительного прибора. В этом случае более

разумно проводить измерение тока разбаланса, используя измерительный прибор с входным импедансом намного меньшим, чем подключенное ему в параллель паразитное емкостное сопротивление.

Ток разбаланса моста Саути, когда входной импеданс измерительного прибора пренебрежимо мал, определяется выражением

$$i_m = j\omega e_s \frac{C_e - C_c}{2 + j\omega R(C_e - C_c)}.$$

В легко реализуемом случае, когда $R\omega(C_0 + C_c) \ll 1$ при замене, получаем

$$i_m = j\omega \frac{e_s}{2} (C_e - C_c) = -j\omega \frac{e_s}{2} \Delta C.$$

Измерение параметров индуктивного датчика. В зависимости от того, как лучше представить потери в катушке датчика – последовательным или параллельным сопротивлением соответствующей схемы замещения, – используют соответственно мост Максвелла (рис. 32, а) или мост Гэя (рис. 32, б).

Условие равновесия для обеих мостовых схем одно и то же: $Z_c Z = KR^2$.

Для моста Максвелла

$$Z_c = R_c + jL_c\omega, \quad Z_e = R_e / (1 + jR_e C_e\omega),$$

а для моста Гэя

$$Z_c = \frac{jL_c R_e \omega}{R_c + jL_c \omega}, \quad Z_e = \frac{1 + jR_e C_e \omega}{jC_e \omega}.$$

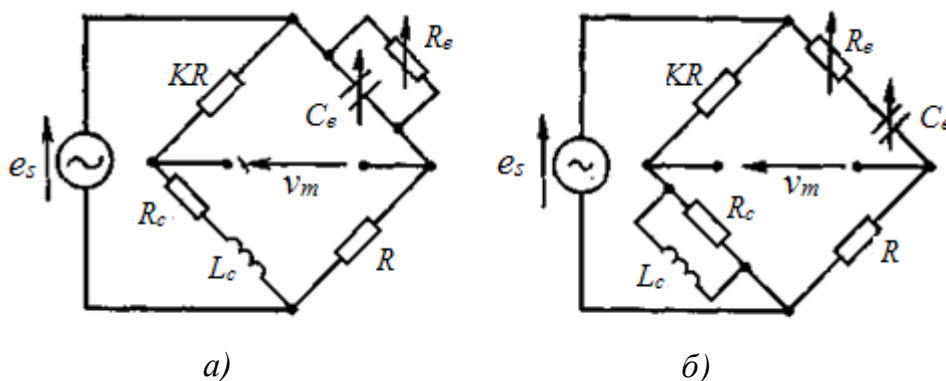


Рис. 32. Мостовые схемы для индуктивных сопротивлений:
а – мост Максвелла; б – мост Гэя

Сопротивление и индуктивность датчика в функции значений параметров элементов моста определяются в обеих мостовых схемах как

$$R_c = KR_2 / R_e \text{ и } L_e = KR^2 C_e.$$

Напряжение разбаланса в обеих схемах рассчитывают по выражению

$$v_m = e_s \frac{KR\Delta Z_c}{(KR + Z_{c0})^2} \frac{1}{1 + \Delta Z_c / (KR + Z_{c0})}$$

и если $|Z| \ll |KR + Z_{c0}|$, то с точностью до малых второго порядка

$$v_m = e_s \frac{KR\Delta Z_c}{(KR + Z_{c0})^2}.$$

Чувствительность указанных мостовых схем максимальна при $|Z_{c0}| = KR$ и, принимая $K = 1$ и $R = |Z_{c0}|$, получим

$$v_m = e_s \frac{R\Delta Z_c}{(R + Z_{c0})^2}.$$

Если выбрать $KR \gg |Z_{c0}|$, то

$$v_m = \frac{e_s}{KR} \Delta Z_0.$$

Если два датчика с одинаковыми статическими импедансами помещаются в смежные ветви моста, образуя дифференциальную схему, то в результате обеспечивается компенсация воздействия влияющих величин. И так как вариации измеряемой величины вызывают идентичные по значениям, но противоположные по знаку реакции датчиков, то достигаются улучшение линейности характеристики преобразования схемы в целом и линеаризация совокупной характеристики датчиков в частности.

Принципиальные схемы мостов с дифференциальным включением индуктивных датчиков приведены на рис. 33.

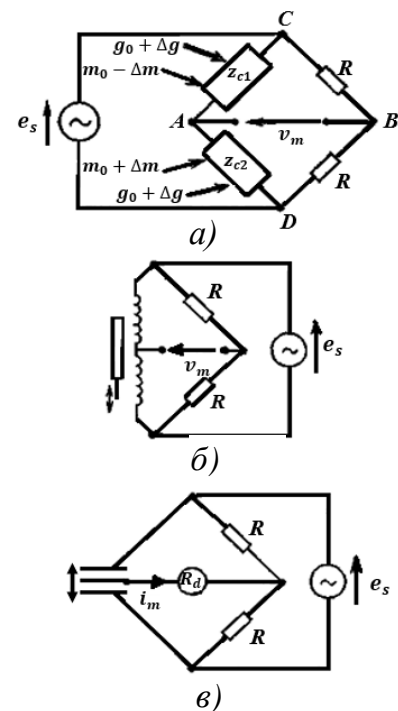


Рис. 33. Мостовые схемы с дифференциальным включением датчиков: а – общая принципиальная схема; б и в – схемы с индуктивным и емкостным датчиками соответственно

Напряжение разбаланса в функции импедансов датчиков Z_{c1} и Z_{c2} выражается соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{c2}}.$$

Так как при воздействии измеряемой величины $Z_{c1} = Z_{c0} + \Delta Z_{c1}$ и $Z_{c2} = Z_{c0} + \Delta Z_{c2}$, то $v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta Z_{c2} - \Delta Z_{c1}}{2Z_{c0} + \Delta Z_{c1} + \Delta Z_{c2}}$.

Когда влияющая величина вызывает одинаковые изменения импедансов Z_{c1} и Z_{c2} , а измеряемая величина – им взаимнообратные, то можно записать, что

$$\Delta Z_{c1} = S_g \Delta g - S \Delta m, \quad \Delta Z_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

где S_g – чувствительность к влияющей величине; S – чувствительность к измеряемой величине. С учетом этого предыдущее выражение для напряжения разбаланса можно записать

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0} (1 + S_g \Delta g / S_{c0})}.$$

Таким образом, напряжение разбаланса есть линейная функция приращений измеряемой величины, при этом воздействие влияющей величины уменьшено. Если приращения импеданса датчика, вызванные влияющей величиной, малы по сравнению со статическим импедансом Z_{c0} , что обычно имеет место, то

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}.$$

В случае когда характеристики датчиков нелинейны и нелинейность, к примеру, квадратичная, равные и противоположно направленные воздействия измеряемой величины вызывают изменения импедансов датчиков, которые уже не являются одинаковыми по величине и противоположными по знаку, т. е.

$$\Delta Z_{c2} = \alpha \Delta m + \beta (\Delta m)^2 \text{ и } \Delta Z_{c1} = \alpha (-\Delta m) + \beta (\Delta m)^2.$$

Напряжение разбаланса в этом случае выражается нелинейным соотношением

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{Z_{c0}} \frac{1}{1 + \beta (\Delta m)^2 / Z_{c0}},$$

которое приводится к линейному виду $v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\alpha \Delta m}{Z_{c0}}$, если $\beta(\Delta m)^2 / Z_{c0} \ll 1$, что обычно имеет место.

Генераторные измерительные схемы

Схемы с генерированием синусоидальных колебаний. Частота синусоидальных колебаний генератора является вполне определенной и при соответствующих условиях может равняться резонансной частоте контура, состоящего из катушки с индуктивностью L_0 и конденсатора емкостью C_0 , соединенных последовательно или параллельно. На резонансной частоте F_0 сопротивление контура оказывается чисто активным, и F_0 определяется выражениями:

а) для последовательного колебательного контура

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}};$$

б) для параллельного колебательного контура

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}}.$$

Здесь Q_L – добротность катушки; $Q_L = L_0 \Omega_0 / R_S$ – сопротивление катушки; $\Omega_0 = 2\pi F_0$, обычно $Q_L^2 \gg 1$, так что для обоих контуров

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}.$$

Когда индуктивный или емкостной датчик является элементом резонансного контура генератора, вариации его реактивного сопротивления вызывают соответствующие изменения частоты колебаний. В зависимости от типа датчика и в предположении, что амплитуда изменений его реактивного сопротивления невелика, для соответствующих изменений частот справедливы соотношения

$$F = F_0(1 - \Delta L / 2L_0) \text{ или } F = F_0(1 - \Delta C / 2C_0),$$

т. е. $\frac{\Delta F}{F_0} = \frac{\Delta L}{2L_0}$ или $\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0}$.

Если измеряемая величина изменяется относительно значения m_0 по гармоническому закону с амплитудой колебаний, при которой ха-

рактическую преобразования датчика можно считать линейной, а чувствительность равной S , то $m(t) = m_0 + m_1 \cos \omega t$, а ∇L или $\nabla C = S m_1 \cos \omega t$. Мгновенное значение частоты генератора при этом

$$F(t) = F_0(1 - km \cos \omega t),$$

где $k = \frac{S}{2L_0}$ или $\frac{S}{2C_0}$ в зависимости от типа датчика.

Частота генератора модулируется по закону изменения измеряемой величины. В общем случае выходное напряжение генератора можно записать в виде $v_m = E \sin \varphi(t)$, где $\varphi(t)$ – мгновенное значение фазы. При модуляции в каждый момент времени $d\varphi / dt = \Omega(t) = 2\pi F(t)$, откуда

$$\varphi(t) = \int_1^t F(t) dt, \quad \varphi(t) = 2\pi F_0 \left(t - \frac{km_1}{\omega} \sin \omega t \right),$$

т. е. $v_m = E \sin 2\pi F_0 \left(t - \frac{km_1}{\omega} \sin \omega t \right)$.

Выходной сигнал генератора описывается, следовательно, выражением

$$v_m = E \sin 2\pi F_0 \left(t - \frac{km_1}{\omega} \sin \omega t \right)$$

или, подставляя коэффициент частотной модуляции $\delta = k\Omega_0 m_1 / \omega$, получим

$$v_m = E \sin(\Omega_0 t - \delta \sin \omega t).$$

Когда речь идет о передаче информации, исходящей от многих датчиков с реактивным сопротивлением, сигнал каждого датчика модулирует свою поднесущую частоту. Совокупность промоделированных таким образом сигналов модулирует затем общую несущую частоту (рис. 34).

Измерительные схемы релаксационного типа. Наиболее часто применяемой схемой такого вида можно назвать схему мультивибратора с самовозбуждением (рис. 35), представляющего собой генератор прямоугольных импульсов. Частота F этих импульсов связана с параметрами элементов схемы соотношением $F \approx \frac{a}{RC}$, где константа a зависит от конкретной реализации схемы.

Емкость C или сопротивление R может быть переменной величиной соответствующего датчика $C = C_0 + \Delta C$ или $R = R_0 + \Delta R$ и, следовательно, $F = F_0(1 - \Delta C/C_0)$ или $F = F_0(1 - \Delta R/R_0)$.

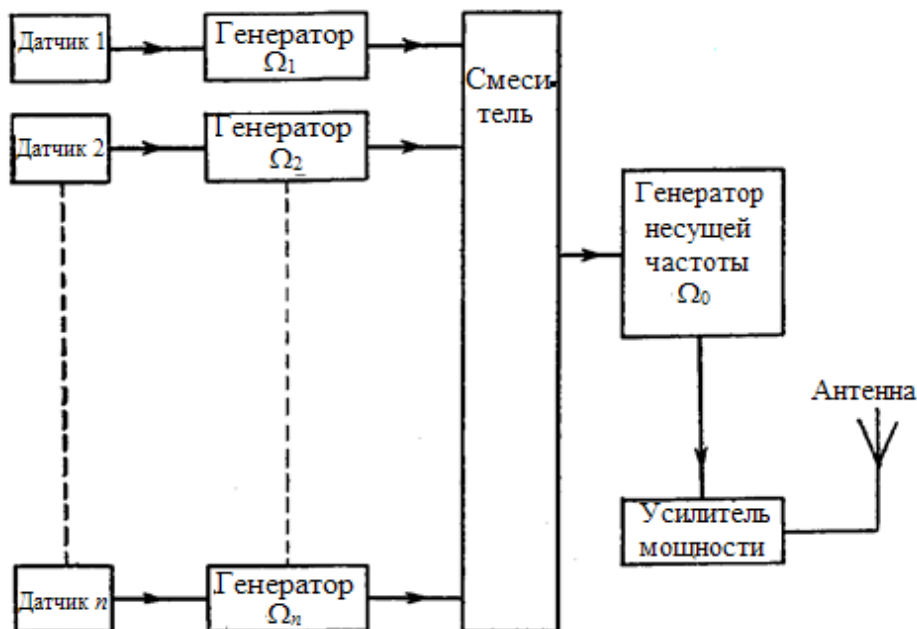


Рис. 34. Блок-схема многоканальной измерительной системы сбора и передачи частотно-модулированных сигналов

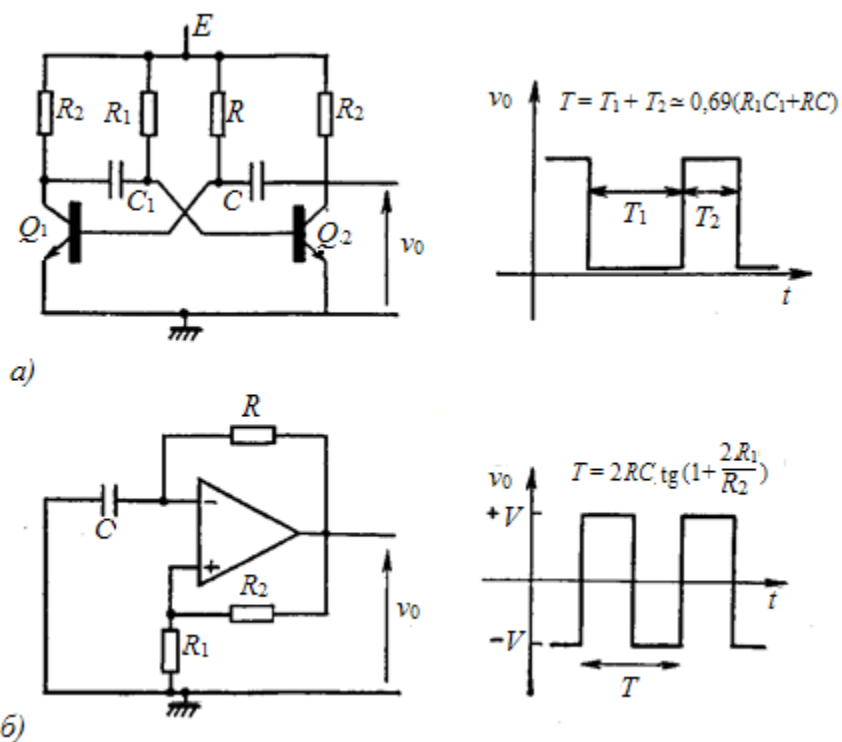


Рис. 35. Схемы мультивибратора с самовозбуждением: а – на двух транзисторах; б – на операционном усилителе

Как и в случае с генератором синусоидальных колебаний, частота мультивибратора модулируется по закону изменения выходной переменной датчика.

3.5. Характеристики выходного сигнала измерительной схемы

Частотный спектр сигнала. Выходной сигнал измерительной схемы характеризуется спектром частот, который, с одной стороны, зависит от спектра частот измеряемой величины, а с другой – от возможностей неискаженного восприятия и передачи этого спектра самой схемой и датчиком. Важно передать весь спектр частот измеряемой величины, если при обработке сигнала мы хотим избежать нежелательной потери информации. Действительно, любая электронная аппаратура характеризуется кроме всего прочего полосой пропускания, т. е. совокупностью частот, которые могут быть переданы через тракт измерений и обработки сигнала. Частоты, лежащие вне полосы пропускания, сильно ослабляются при обработке. Чтобы избежать потерь информации, требуется обеспечить минимально необходимый диапазон частот спектра сигнала, согласовав с ним полосу пропускания аппаратуры. Понятие необходимой полосы пропускания, или полезного спектра, следует уточнить, так как оно зависит от условий измерения и допустимой погрешности. Так, например, измеряемая величина $m(t)$ с периодом T изменения может быть представлена рядом Фурье – бесконечной последовательностью гармонических составляющих с амплитудами C_n и частотами nF , где n – целое число, а F – основная частота (первая гармоника), $F = 1/T$. Абсолютно точное отображение $m(t)$ таким рядом требует в общем случае преобразования измеряемой величины в соответствующий сигнал с теоретически бесконечно протяженным спектром ($n \rightarrow \infty$), что достижимо лишь при нереально широкой (бесконечной) полосе пропускания тракта передачи этого сигнала. Ограничение спектра электронными устройствами, полоса пропускания которых конечна, обязательно приводит к искажению сигнала.

Можно показать, что при $n \rightarrow \infty$ $C_n = 0$. Максимально допустимое искажение сигнала определяет число его гармоник n , которые должны сохраниться при обработке сигнала и его передаче.

Чтобы охарактеризовать порядок этих величин, можно показать, что в случае сигнала, представляемого последовательностью прямоугольных импульсов продолжительностью d и с периодом следования T ($d \ll T$), достаточная для анализа измерений ширина спектра имеет порядок $1/d$. Так, при $d = 10^{-6}$ достаточной для анализа оказывается верхняя граничная частота спектра, равная 1 МГц. С точки зрения снижения частотных искажений при преобразовании измеряемой величины более предпочтительны измерительные схемы на постоянном токе, однако они пригодны лишь для резистивных датчиков.

Амплитудно-модулированные сигналы. Модуляция по амплитуде без подавления несущей частоты. В потенциометрической схеме с несимметричным питанием при дифференциальном включении двух резистивных датчиков выходное напряжение схемы равно

$$v_m = \frac{e_s}{2} + \frac{e_s \Delta R_c}{2 R_{c0}} = \left\{ 1 + \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \right\} \frac{e_s}{2}.$$

Если датчики линейны и чувствительность S постоянна во всем рабочем спектре частот измеряемой величины, то

$$v_m = \left\{ 1 + \frac{S \Delta m}{R_{c0}} \right\} \frac{e_s}{2},$$

т. е. v_m изменяется в функции Δm линейно.

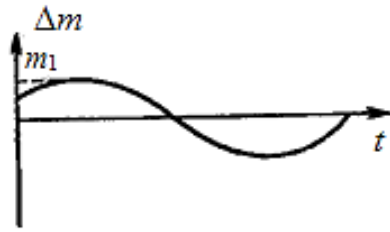
При питании указанной схемы синусоидальным напряжением $e_s = E \cos \omega_s t$ предыдущее соотношение преобразуется к виду

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \frac{2 \Delta m}{R_{c0}} \right\} \cos \omega_s t.$$

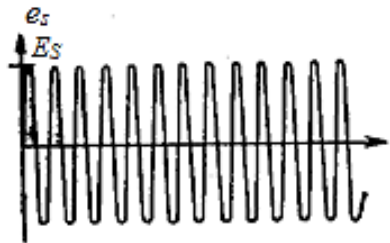
Если измеряемая величина изменяется по синусоидальному закону (рис. 36, 37) $\Delta m = m_1 \cos(\omega t + \varphi)$, то

$$v = \frac{E_s}{2} \{ 1 + k m_1 \cos(\omega t + \varphi) \} \cos \omega_s t,$$

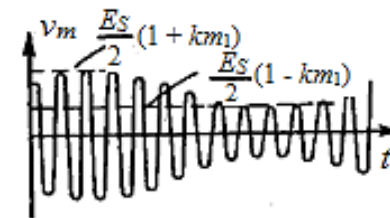
где $k = S / R_{c0}$; S — чувствительность датчика в динамическом режиме на частоте опоздания.



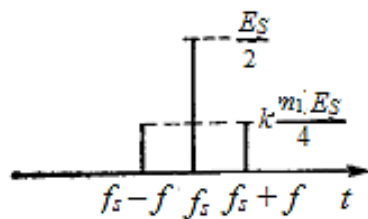
а)



б)

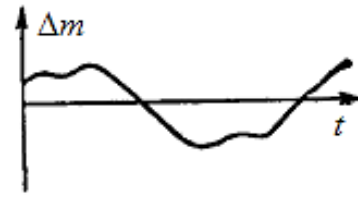


в)

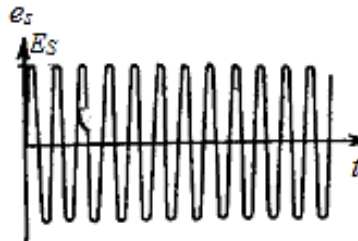


г)

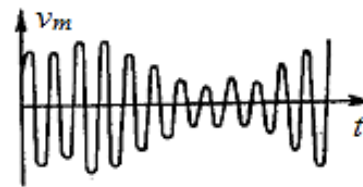
Рис. 36. Диаграммы сигналов при амплитудной модуляции напряжения несущей гармонической частоты без ее подавления: а – измеряемая величина; б – напряжение несущей частоты; в – амплитудно-модулированный сигнал; г – спектр частот амплитудно-модулированного сигнала



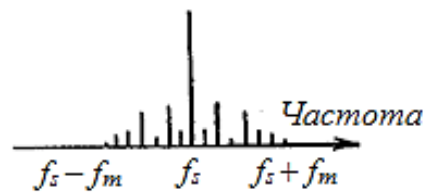
а)



б)



в)



г)

Рис. 37. Общий случай диаграмм сигналов при амплитудной модуляции напряжения несущей гармонической частоты без ее подавления: а – измеряемая величина; б – напряжение несущей частоты; в – амплитудно-модулированный сигнал; г – спектр частот амплитудно-модулированного сигнала

После элементарных тригонометрических преобразований можно записать

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cos 2\pi f_a t + k \frac{E_s}{4} m_1 \cos\{2\pi(f_a - f)t - \varphi\} + k \frac{E_s}{4} m_1 \cos\{2\pi(f_0 - f)t + \varphi\},$$

где $f = \frac{\omega}{2\pi}$ и $f_0 = \frac{\omega_s}{2\pi}$.

Спектр напряжения v_m (рис. 36, з) содержит частоты $f_s - f$, $f_s + f$. В более общем случае (рис. 37), когда изменения измеряемой величины образуют сигнал сложной формы, который может быть представлен как результат наложения друг на друга большого числа гармонических составляющих

$$\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i),$$

получаем

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \sum k_i m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right\} \cos \omega_s t,$$

где $k_i = S(\omega_i) / R_{c0}$. Последнее выражение для v_m можно преобразовать к виду

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cos 2\pi f_a t + \frac{E_s}{4} \sum R_i m_i \cos\{2\pi(f_0 - f_i)t - \varphi_i\} + \frac{E_s}{4} \sum R_i m_i \cos\{2\pi(f_0 - f_i)t + \varphi_i\}.$$

Спектр этого напряжения (рис. 37, з) содержит частоту f_s питающего напряжения, называемую несущей частотой, нижнюю боковую полосу, образованную набором частот $f_s - f_i$, и верхнюю боковую полосу с частотами $f_s + f_i$.

Если f_m – верхняя граничная частота спектра измеряемой величины, то спектр выходного напряжения измерительной схемы простирается от $f_s - f_m$ до $f_s + f_m$. Поэтому, чтобы передать спектр измеряемой величины, схемы обработки сигнала должны иметь полосу пропускания, равную по крайней мере $2f_m$ с центральной частотой f_s . Если питающее напряжение негармоническое (рис. 38), то, представив его рядом Фурье

$$e_s = E_s \left\{ a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \varphi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \varphi_2) + \dots \right\},$$

предыдущее выражение для выходного напряжения измерительной схемы

$$v_m = \left\{ 1 + \frac{2\Delta m}{R_{co}} \right\} \frac{E_s}{2}$$

можно преобразовать к виду

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \frac{S\Delta m}{R_{co}} \right\} \{ a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \varphi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \varphi_2) + \dots \}.$$

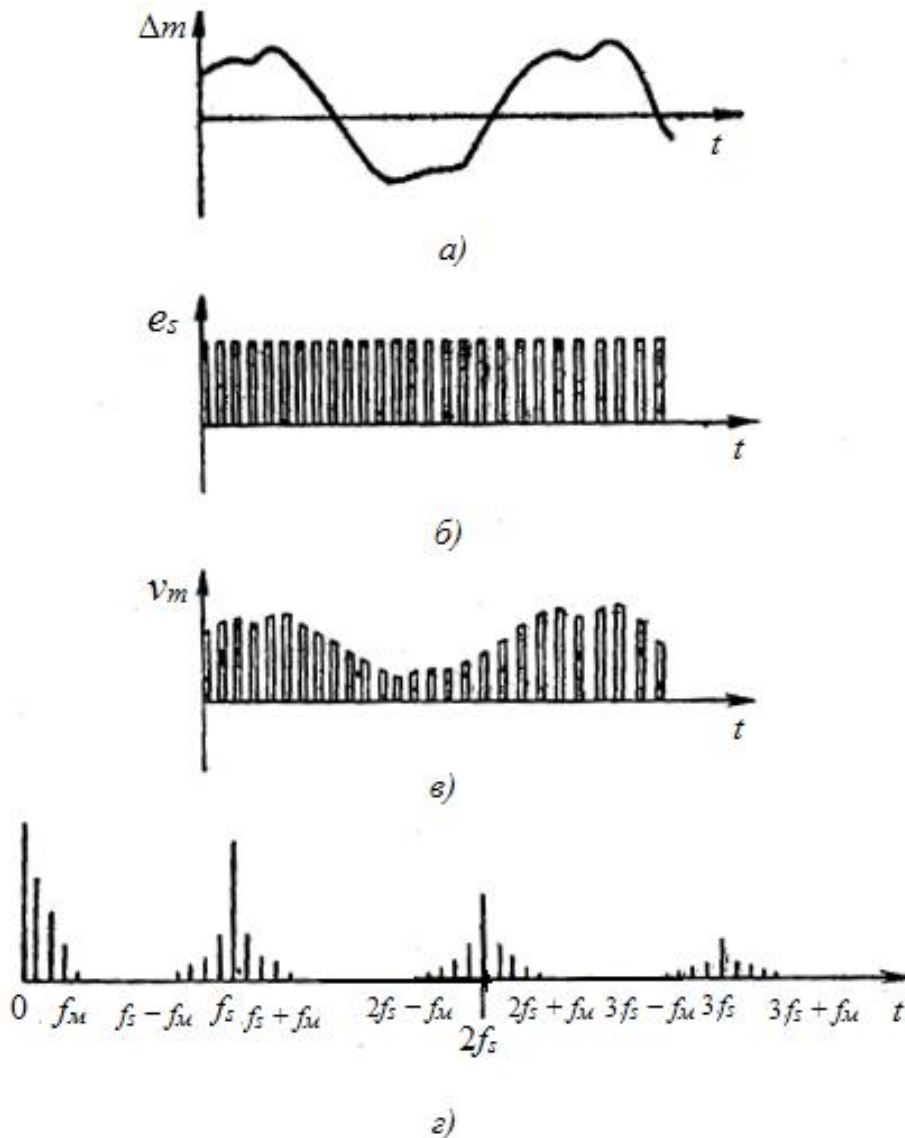


Рис. 38. Диаграммы сигналов при амплитудной модуляции напряжения несущей гармонической частоты без ее подавления: а – измеряемая величина; б – напряжение несущей частоты; в – амплитудный модулированный сигнал; г – спектр частот амплитудно-модулированного сигнала

Для общего случая измеряемой величины, описываемой сигналом сложной формы $\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$, имеем

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \sum \frac{S(\omega_i) m_i}{R_{co}} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \right\} \times \\ \times \{ a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \varphi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \varphi_2) + \dots \}.$$

Иначе говоря, v_m есть сумма модулированных по амплитудам членов разложения e_s в ряд Фурье, и спектр напряжения v_m (рис. 38, з) включает в себя спектр Δm , который простирается до f_m – верхней граничной частоты измеряемой величины ($a \neq 0$), набор несущих частот nf_s ($n = 1, 2, \dots$), для которых $a_n \neq 0$, нижнюю боковую полосу частот до $nf_s - f_m$ и верхнюю боковую полосу частот до $nf_s + f_m$.

Чтобы иметь возможность выделить частоты спектра собственно измеряемой величины, нет нужды восстанавливать боковые полосы несущих частот, т. е. $(n-1)f_s + f_m \leq nf_s - f_m$, откуда $2f_m \leq f_s$.

Таким образом, основная частота (частота первой гармоники) питающего напряжения должна по меньшей мере вдвое превосходить верхнюю граничную частоту спектра измеряемой величины.

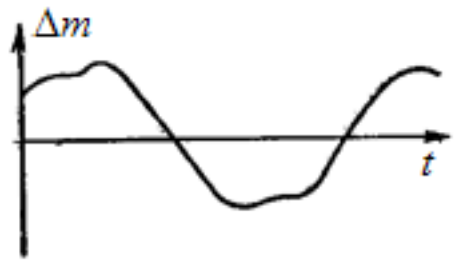
Модуляция по амплитуде с подавлением несущей. Когда используют мостовую или потенциометрическую схему с симметричным питанием, спектр выходного напряжения этих схем не содержит частотных составляющих питающего напряжения. Например, для дифференциальной схемы с резистивными датчиками имеем $v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{co}}$.

В общем случае (рис. 39), когда измеряемая величина и питающее напряжение измерительной схемы описываются сложными периодическими функциями, легко установить, что спектр выходного напряжения v_m образован из спектра измеряемой величины с верхней граничной частотой f_m (при условии, что $a_0 \neq 0$), нижней боковой полосы частот до $nf_s - f_m$ и верхней боковой полосы частот до $nf_s + f_m$ за исключением несущих частот nf_s .

Возможность выделить спектр измеряемой величины обеспечивается, как и в предыдущем случае, при выполнении условия $2f_m \leq f_s$.

В частном случае питающего напряжения синусоидальной формы (рис. 40) частотный спектр v_m составляет от $f_s - f_m$ до $f_s + f_m$, но без частоты f_s . В отличие от модуляции по амплитуде с сохранением

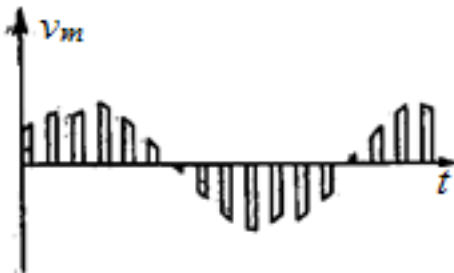
несущей при подавлении последней пиковые значения v_m не следуют за изменением Δm .



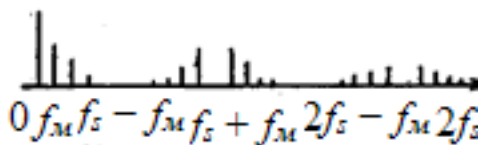
a)



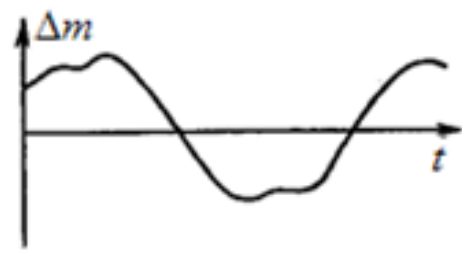
б)



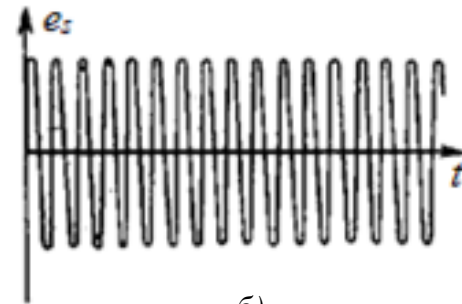
в)



г)



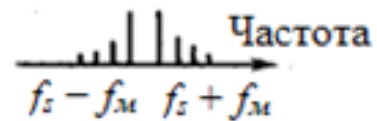
a)



б)



в)



г)

Рис. 39. Общий случай диаграмм сигналов при амплитудной модуляции сигнала несущей частоты с ее подавлением: а – измеряемая величина; б – сигнал несущей частоты; в – амплитудно-модулированный сигнал; г – спектр частот

Рис. 40. Частный случай диаграмм сигналов при амплитудной модуляции сигнала несущей частоты с ее подавлением: а – измеряемая величина; б – сигнал несущей частоты; в – амплитудно-модулированный сигнал; г – спектр частот

Частотно-модулированные сигналы. В генераторных измерительных схемах выходной сигнал является частотно-модулированным. Если измеряемая величина изменяется по гармоническому закону, то выходное напряжение выражается соотношением

$$v_m = E \sin(\Omega_0 t - \delta \sin \omega t),$$

где $\delta = (k\Omega_0 / \omega)$; m – коэффициент частотной модуляции.

Спектр частот выходного сигнала можно определить, разлагая в ряд выражение для v_m

$$v_m = E \{ \sin \Omega_0 t \cos(\delta \sin \omega t) - \cos \Omega_0 t - \sin(\delta \sin \omega t) \}$$

и вводя функцию Бесселя $J_n(\delta)$ (рис. 41, а):

$$\cos(\delta \sin \omega t) = J_0(\delta) + 2 \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\delta) \cos 2n\omega t;$$

$$\sin(\delta \sin \omega t) = 2 \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\delta) \sin(2n+1)\omega t,$$

тогда напряжение v_m можно записать в виде

$$v_m = E \sin \Omega_0 t \{ J_0(\delta) + 2J_2(\delta) \cos 2\omega t + J_4(\delta) \cos 4\omega t + \dots \} - \\ - E \cos \Omega_0 t \{ 2J_1(\delta) \sin \omega t + 2J_3(\delta) \sin 3\omega t + \dots \}.$$

Элементарные тригонометрические преобразования позволяют выразить v_m в более простой форме

$$v_m = J_0(\delta) E \sin \Omega_0 t - J_1(\delta) E \{ \sin(\Omega_0 + \omega)t - \sin(\Omega_0 - \omega)t \} + \\ + J_2(\delta) E \{ \sin(\Omega_0 + 2\omega)t + \sin(\Omega_0 - 2\omega)t \} - \\ - J_3(\delta) E \{ \sin(\Omega_0 + 3\omega)t - \sin(\Omega_0 - 3\omega)t \} + \dots$$

Таким образом, спектр выходного сигнала состоит из бесконечного числа гармоник, симметрично распределенных по обе стороны от резонансной частоты F_0 , отстоящих друг от друга на расстоянии f , с относительными значениями амплитуд $EJ_n(\delta)$ (рис. 41, б).

Схемы обработки сигнала, имеющие ограниченную полосу пропускания, должны обеспечивать передачу спектра, достаточного для неискаженного выделения информации. Амплитуды гармоник регу-

лярно уменьшаются, начиная с определенного номера n гармоники, являющегося функцией δ . Оказывается, что $\delta + 1$ гармоник по одну и другую сторону от частоты F_0 обеспечивают передачу около 98 % энергии сигнала.

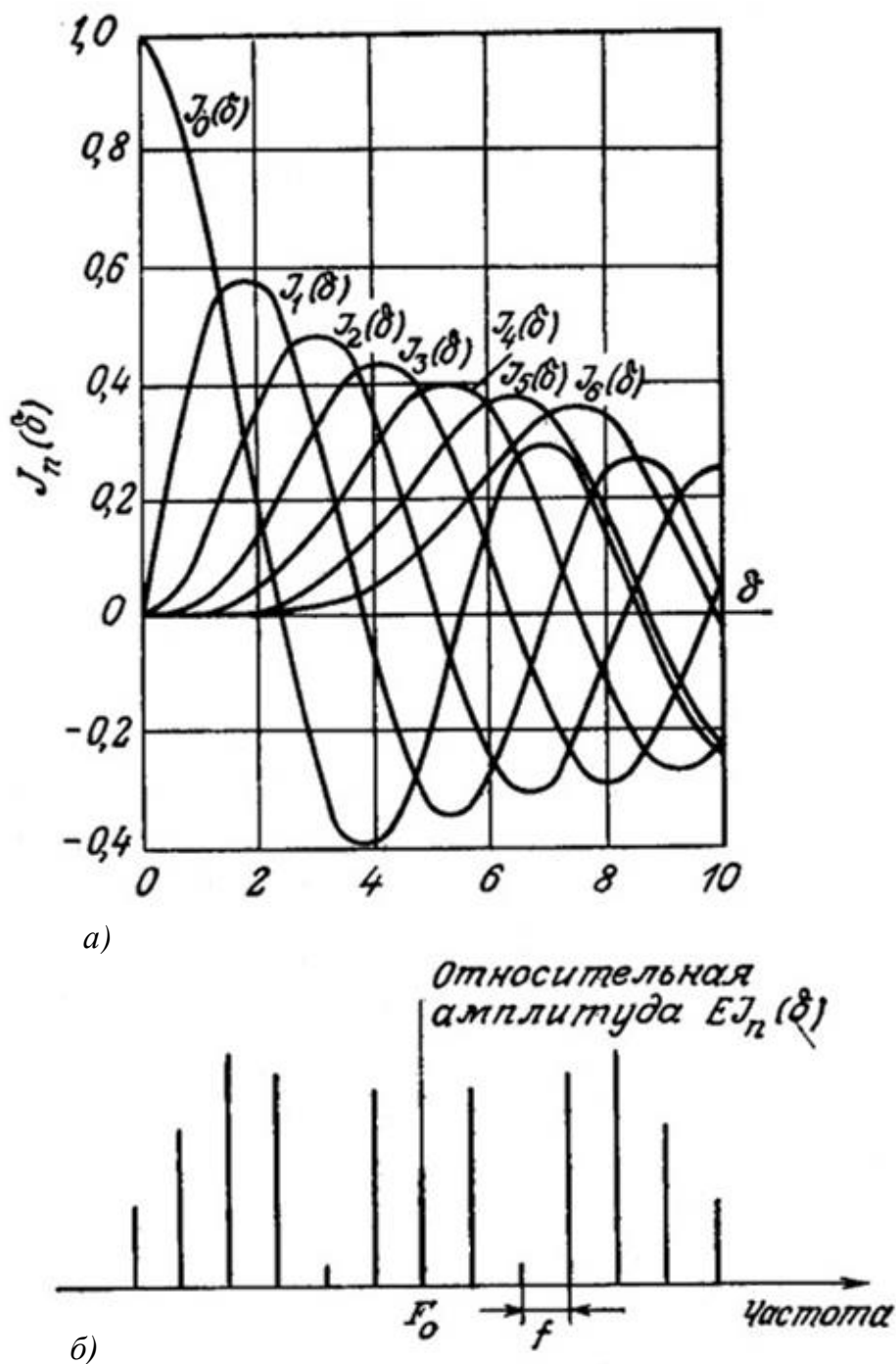


Рис. 41. Спектр частот частотно-модулированных сигналов: а – функции Бесселя $J_n(\delta)$; б – частотный спектр v_m при $\delta = 5$

Как следует из правила Карсона, минимальная полоса пропускания, которую должна иметь схема для обеспечения надлежащей передачи информации, определяется формулой $B = 2(\delta + 1)f$. В случае $\delta \ll 1$ требуемая полоса пропускания равна $2f$.

Контрольные вопросы

1. Что является промежуточным согласующим устройством между датчиками и последующими устройствами?
2. Какими стандартными параметрами характеризуются входная и выходная части интерфейсной схемы?
3. На какой основе чаще всего используются усилители?
4. Для чего применяют усилители?
5. Какими могут быть операционные усилители?
6. Какими характеристиками обладает типовой операционный усилитель?
7. Какое устройство является усилителем тока и преобразователем импеданса от высокого уровня к низкому?
8. Опишите измерительный усилитель.
9. Что называется преобразователем заряда в напряжение?
10. Что представляют собой чувствительные элементы датчиков давления?
11. Опишите устройство и принцип работы фотоимпульсного датчика положения.

Глава 4. УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СИГНАЛА

4.1. Согласование датчика с измерительной схемой

Измерительная схема с пассивным датчиком эквивалентна генератору с некоторым внутренним сопротивлением, выдающему измерительный сигнал нагрузке. Чтобы получить на нагрузке оптимальную мощность сигнала, а также обеспечить оптимальную чувствительность схемы и ее стабильность к внешним воздействиям, нужно согласовать внутреннее сопротивление генератора с сопротивлением нагрузки.

Если эквивалентный генератор является источником ЭДС, включенным последовательно с импедансом Z_c (рис. 42, а), то импеданс нагрузки Z_i , чтобы свести к минимуму влияние на измерительное напряжение v_m изменений Z_c , должен существенно превышать последний, т. е.

$$v_m = e_c \frac{z_i}{z_i + z_c} \cong e_c(m) \text{ при } z_i \gg z_c.$$

Этому условию удовлетворяют операционные усилители с обратной связью, в том числе повторитель напряжения (рис. 42, б и в), дифференциальный усилитель с незаземленным входом, усилитель с гальванически разделенными каскадами (рис. 42, г) и др.

Если эквивалентный генератор является источником тока $i_c(m)$ с внутренним импедансом Z_c (например, фотодиод или фотоумножитель, рис. 43, а), необходимо, чтобы импеданс нагрузки Z_i был много меньше импеданса Z_c ; тогда ток i_m практически равен i_c и не зависит от Z_c , т. е.

$$i_m = i_c(m) \frac{z_c}{z_i + z_c} \cong i_c(m) \text{ при } z_i \ll z_c.$$

Однако падение напряжения v_m на нагрузке может оказаться слишком малым. Использование в таком случае преобразователя ток – напряжение позволяет уменьшить влияние Z_c и усилить напряжение U_m (рис. 43, б).

Если эквивалентный генератор является источником заряда $q_c(m)$ с внутренним емкостным импедансом C_c (например, кристалл пьезоэлектрика), то вследствие весьма малой выходной мощности подобного источника (датчика) к его выходу необходимо подключать усилитель с возможно большим выходным сопротивлением (рис. 44, а). При этом необходимо учитывать паразитную емкость C_p , образуемую емкостью подводящего кабеля и входной емкостью усилителя. Для изме-

рения заряда таких датчиков используют электрометрический усилитель (рис. 44, б), выходное напряжение которого пропорционально количеству заряда на его входе и не зависит от емкости датчика и паразитной емкости входа.

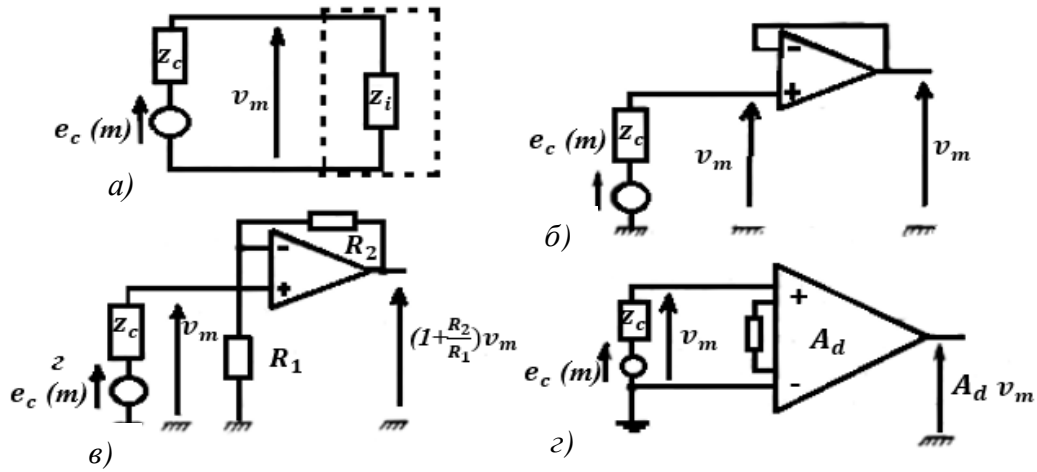


Рис. 42. Эквивалентные схемы согласования по напряжению датчика с измерительной цепью: а – общая эквивалентная электрическая схема; б – с повторителем напряжения; в – с неинвертирующим усилителем; г – с измерительным усилителем

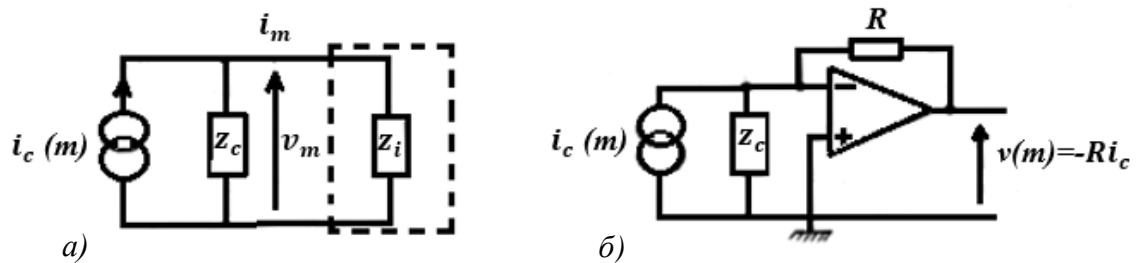


Рис. 43. Эквивалентные схемы согласования по току измерительной цепи с датчиком: а – общая эквивалентная электрическая схема; б – схема с преобразователем ток – напряжение

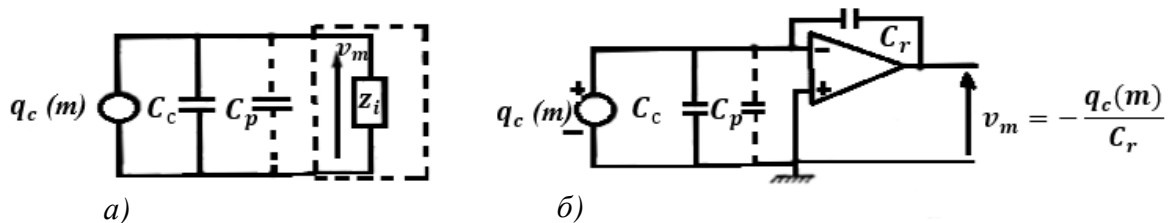


Рис. 44. Эквивалентные схемы согласования с измерительной цепью датчика, являющегося источником заряда: а – общая эквивалентная электрическая схема; б – схема с электрическим усилителем

4.2. Коррекция погрешности линейности

Существует ряд способов, позволяющих скорректировать нелинейность характеристики как самого датчика, так и измерительной схемы в целом, не допустив при этом отклонений от линейности преобразования. В рабочем диапазоне изменения измеряемой величины и в пределах допускаемой погрешности измерений полагать чувствительность неизменной.

Эти способы условно могут быть разбиты на две группы:

- а) корректирующие характеристику датчика или схемы аппаратными средствами путем компенсации нелинейности;
- б) корректирующие результаты измерений аналоговой или цифровой обработкой выходного сигнала аппаратными и (или) программными средствами.

Коррекция нелинейности датчика

Выбор линейного участка характеристики датчика. Если градуировочная характеристика датчика имеет определенный линейный участок, а измеряемая величина изменяется относительно этого участка в таких же пределах, то, воздействуя на датчик определенным постоянным значением измеряемой величины, можно обеспечить изменение выходного сигнала датчика в границах данного линейного участка характеристики. Так, например, на модулированный световой поток, воспринимаемый фототранзистором, может быть наложен постоянный световой поток, который выбирают таким, чтобы преобразование сигналов происходило в зоне линейности характеристики фототранзистора. Однако этот метод применим лишь при отсутствии постоянной составляющей в измеряемой величине, содержащей полезную информацию.

Линеаризация изменений импеданса датчика. Метод в его наиболее простом виде состоит в подключении параллельно датчику с сопротивлением $R_c(m)$ резистора с сопротивлением R , не зависящим от измеряемой величины, таким образом, чтобы суммарное сопротивление R_d изменялось квазилинейно в ограниченном диапазоне изменений измеряемой величины.

Дифференциальное включение двух нелинейных датчиков. В качестве иллюстрации этого метода рассмотрим одинаковые резистивные датчики, чувствительные к одной и той же измеряемой величине m , но изготовленные из разных материалов, так что зависимость их сопротивлений от измеряемой величины m описывается выражениями

$$R_1(m) = R_{01}(1 + A_1m + B_1m^2),$$

$$R_2(m) = R_{02}(1 + A_2m + B_2m^2).$$

Встречное включение двух таких датчиков образует сопротивление, изменяющееся в функции m линейно

$$R(m) = (R_{01} + R_{02}) \left\{ 1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}} m \right\}$$

при условии, что

$$R_{01}/R_{02} = B_2/B_1.$$

Метод находит применение, например, при работе с металлическими термометрами сопротивления.

Коррекция нелинейности характеристики измерительной схемы с пассивными датчиками. Некоторые методы, используемые для линеаризации характеристик мостовых и потенциометрических схем с пассивными датчиками уже рассматривались. Обсудим методы, основанные на использовании обратных связей.

Линеаризация характеристики мостовой схемы путем использования отрицательной обратной связи, воздействующей на напряжение разбаланса (рис. 45). Датчик включается в цепь обратной связи усилителя. При начальном значении измеряемой величины m_0 сопротивление датчика равно R_{c0} , а остальные сопротивления моста равны ему, т. е. $R_1 = R_2 = R_3 = R_{c0}$.

Когда измеряемая величина изменяется, сопротивление датчика становится $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$, а напряжение разбаланса

$$U_d = U_B - U_A,$$

где $U_B = \frac{E_S}{2}$; $U_A = \frac{R_c}{R_{c0} + R_c} E_S + \frac{R_{c0}}{R_{c0} + R_c} U_m$; U_m — напряжение на выходе усилителя.

Так как усилитель с отрицательной обратной связью поддерживает равной нулю разность потенциалов между точками диагонали моста, т. е. $U_A = U_B$, тогда $U_B = -\frac{E_S}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$.

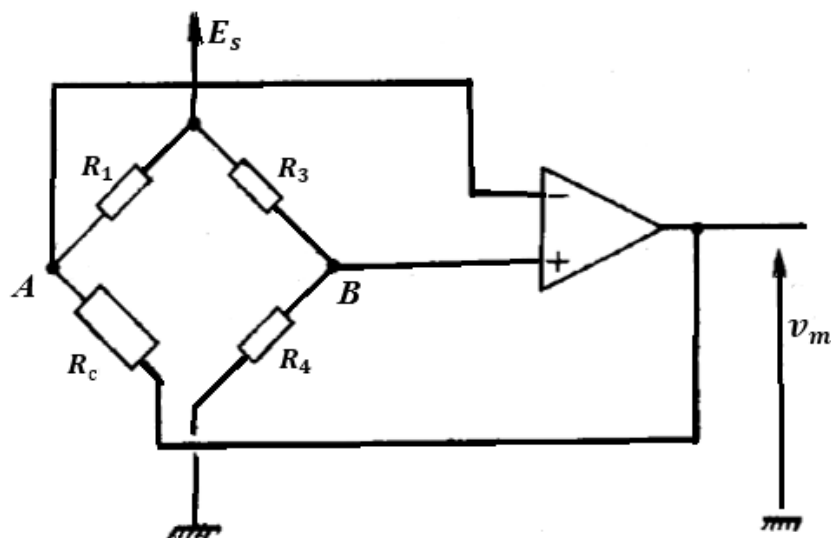


Рис. 45. Схема моста Уитстона с линеаризацией характеристики путем применения отрицательной обратной связи

С точностью до малых второго порядка значимости можно обеспечить компенсацию влияющей на результаты измерения величины, если использовать в качестве R_1 датчик, идентичный основному измерительному датчику и подвергающийся такому же воздействию этой влияющей величины. В подобной схеме датчики необходимо изолировать от массы, что часто оказывается невозможным.

Линеаризация характеристики мостовой схемы с использованием двойной обратной связи, воздействующей на напряжение разбаланса и напряжение питания моста (рис. 46). Мост, как и в предыдущей схеме, образован плечами сопротивлений $R_1 = R_2 = R_3 = R_{c0}$, $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$.

Отрицательная обратная связь в первом каскаде A_1 действует в направлении устранения разбаланса моста; равновесие наступает при

$$U_m = V_1 \frac{R_{c0} + 2R_c}{2R_{c0} + \Delta R_c} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

Напряжения $\pm V_1$ питания моста задают сумматор A_2 и инвертор A_3 , при этом $|V_1| = E_S \frac{R_6}{R_5} u_m$.

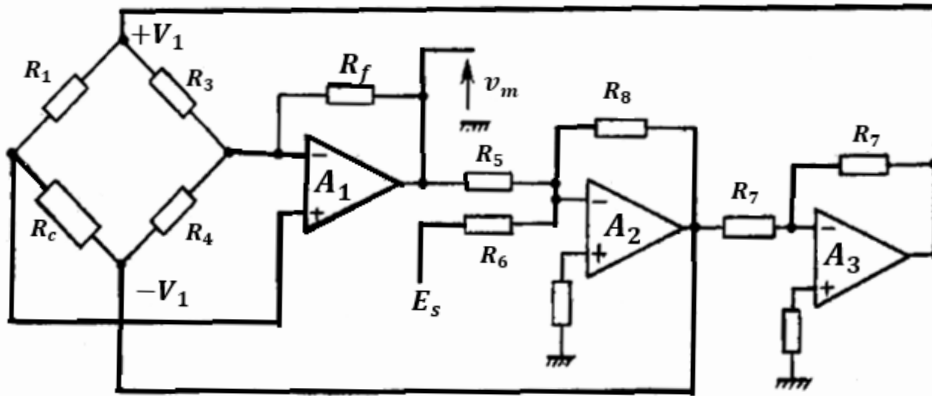


Рис. 46. Схема моста Уитстона с линейризацией характеристики двойной обратной связью

Когда выполняется условие $R_6/R_5 = R_{c0}/(R_{c0} + 2R_f)$, измеряемое напряжение определяется выражением

$$u_m = \frac{E_S}{2} \left\{ 1 + \frac{2R_f}{R_{c0}} \right\} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

Коррекция погрешности линейности обработкой электрического сигнала – результата измерений. Нелинейное преобразование сигнала. Выходное напряжение моста Уитстона, или потенциметрической схемы с симметричным питанием, является нелинейной функцией изменений сопротивления датчика и определяется формулой

$$v_m = \frac{E_S}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c / 2R_{c0}}.$$

Схема, представленная на рис. 47, позволяет нелинейным преобразованием напряжения v_m получить напряжение v_i , которое является линейной функцией ΔR_c . Напряжение на выходе умножителя напряжений $v_0 = V_X V_Y / E_r = v_m v_l / E_r$.

Здесь E_r – опорное напряжение. Коэффициенты усиления каналов умножителя равны соответственно a и b . Выходное напряжение

сумматора, осуществляющего суммирование с учетом весовых коэффициентов, $v_l = av_m + bv_0 = av_m + b(v_m v_l / E_r)$, откуда $v_l = \frac{av_m}{1 - bv_m / E_r}$.

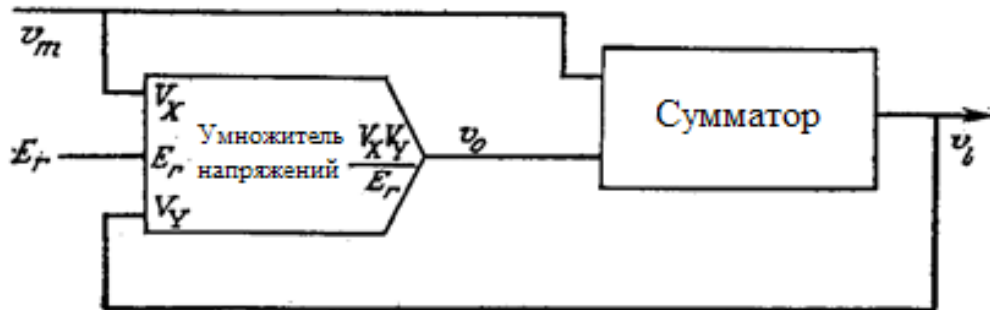


Рис. 47. Схема нелинейного преобразования измерительного сигнала с помощью умножителя напряжений

Подставляя выражение v_m , получим

$$v_l = \frac{aE_S}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c0}} \left\{ 1 - \frac{bE_S}{2E_r} \right\}}$$

Напряжение v_l становится линейной функцией ΔR_c при равенстве единиц третьего сомножителя, что достигается выбором соответствующего коэффициента b , а именно $b = 2E_r / E_S$.

Другая схема нелинейного преобразования результата намерения представлена на рис. 48. Ее преимуществом является получение скорректированного результата v_l , не зависящего от напряжения питания моста и, следовательно, от флуктуации этого напряжения.

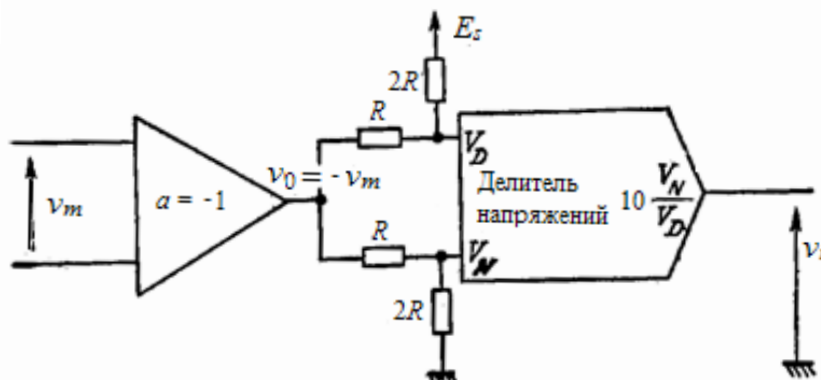


Рис. 48. Схема нелинейного преобразования измерительного сигнала с помощью делителя напряжений

Схема содержит инвертор и аналоговый делитель, напряжение, на выходе которого относительно напряжений V_n и V_D на его входах равно:

$$v_l = 10(V_N/V_D).$$

Напряжение на выходе инвертора

$$v_0 = -v_m = -\frac{E_S}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \Delta R_c/2R_{c0}}.$$

Обозначая через R_i сопротивление каждого из входов делителя, получим

$$V_N = \frac{2R_i}{3R_i + 2R} v_0 \quad \text{и} \quad V_D = \frac{2R_i}{3R_i + 2r} \left\{ \frac{E_S}{2} + v_0 \right\}.$$

Таким образом, окончательно имеем

$$v_l = 10(V_N/V_D) = -10(\Delta R_c/R_{c0}).$$

Коррекция результатов измерений введением поправок. Аппроксимация характеристики. Градуировочную характеристику, отражающую связь величин v_m и m , можно аппроксимировать многочленом n -й степени

$$m = a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + \dots + a_n v_m^n.$$

Значения $(n + 1)$ постоянных коэффициентов a_k можно получить, решая $n + 1$ уравнений, связывающих $(n + 1)$ значений v_m и m . Такой способ нахождения значений a_k не обеспечивает наилучшего и единственного решения, поскольку оно будет зависеть от выбора числа точек аппроксимации. Очевидно, для упрощения решения следует ограничить число членов до приемлемого минимума, определяемого задаваемой погрешностью измерений.

Устройство линеаризации зависимости $v_m(m)$ должно формировать напряжение, пропорциональное величине m , т. е.

$$v_l = A_m,$$

$$v_l = A(a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + \dots + a_n v_m^n)$$

или, обозначая $A_k = A a_k (R = 0, n)$,

$$v_l = A_0 + A_1 v_m + A_2 v_m^2 + \dots + A_n v_m^n.$$

Таким образом, устройство, осуществляющее линеаризацию, можно создать, сочетая умножители, формирующие значение v_m^k , и

сумматоры, осуществляющие их сложение с учетом весовых коэффициентов.

На рис. 49 показано аналоговое устройство линейризации, аппроксимирующее входную функцию (сигнал) многочленом четвертой степени

$$v_i = A_0 + A_1 v_m + A_2 v_m^2 + A_3 v_m^3 + A_4 v_m^4.$$

В соответствии с теоремой Мильмана получаем следующие зависимости членов A_k относительно проводимостей, $Y_i = 1/R_i$ для данной схемы:

$$A_0 = -E \frac{Y_0}{Y},$$

$$A_1 = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \frac{Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y}{Y},$$

$$A_2 = -10^{-10} \frac{Y_5}{Y},$$

$$A_3 = \frac{10^{-2} Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \frac{Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y}{Y},$$

$$A_4 = -10^{-3} \frac{Y_4}{Y}.$$

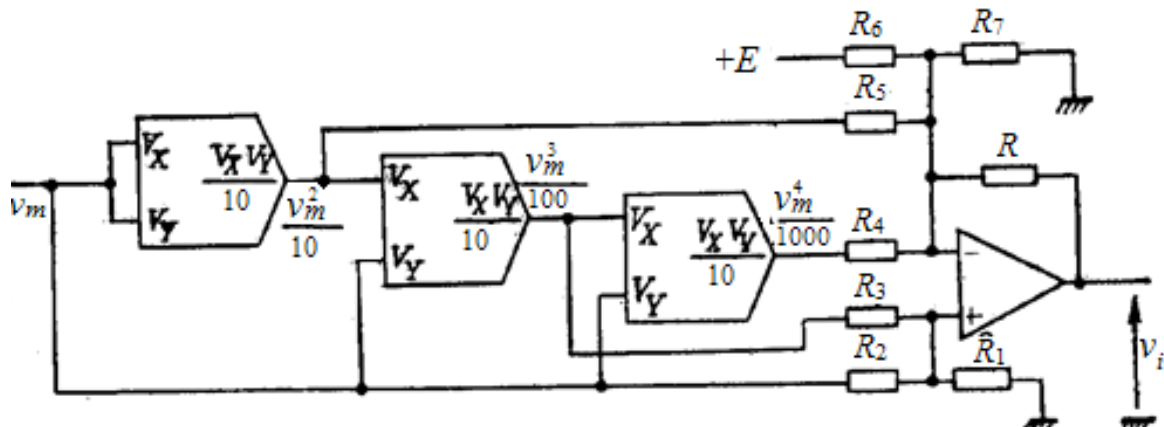


Рис. 49. Схема аппроксимации измерительного сигнала многочленом четвертой степени (Burr-Brown)

Линейризация градуировочной характеристики разбиением ее на участки. В общем случае кривая $t = f(u_m)$ может быть разбита на конечное число i участков (рис. 50, а), каждый из которых может быть аппроксимирован двучленом первой степени $t = a_i + b_i v_m$.

При разбиении кривой на четыре участка, как показано на рис. 50, а, справедливы соотношения

$$m = a_3 + b_3 v_m, \quad v_{m3} < v_m,$$

$$m = a_2 + b_2 v_m, \quad v_{m2} < v_m < v_{m3},$$

$$m = a_1 + b_1 v_m, \quad v_{m1} < v_m < v_{m2},$$

$$m = a_0 + b_0 v_m, \quad v_m < v_{m1}.$$

Каждый раз, когда текущее значение v_m переходит границу того или иного участка, значение напряжения $v_i = A_m$ изменяется соответственно наклону данного участка кривой. Это осуществляется с помощью сумматоров, пороги которых соответствуют различным границам v_{mi} и каждый из которых выдает напряжение V_i , равное нулю или пропорциональное $v_{mi} - v_m$ в зависимости от того, превосходит или нет значение v_m порог сумматора.

На рис. 50, б представлено аппроксимирующее устройство, позволяющее осуществить линейризацию функции, разбитой на четыре участка (рис. 50, а). Выходное напряжение устройства имеет форму

$$v_i = A_i + B_i v_m$$

для $v_{mi} < v_m < v_{mi+1}$,

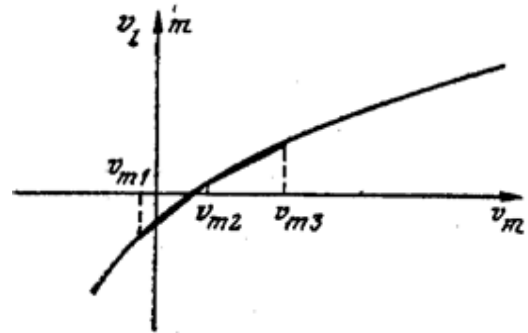
где $A_i = Aa_i$ и $B_i = Ab_i$.

Если границы участков задать в соответствии со значениями

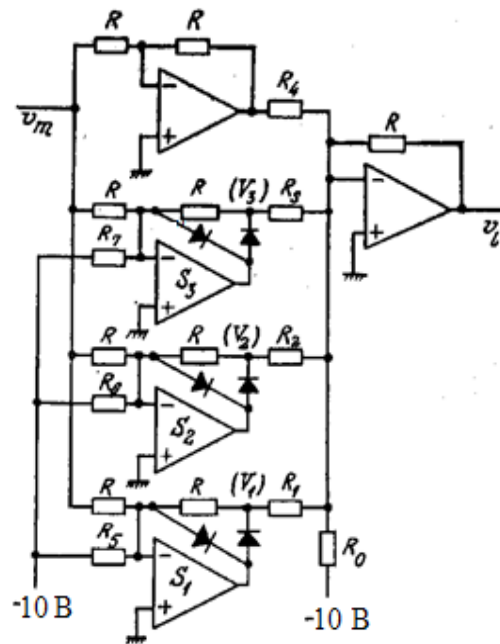
$$\frac{10R}{R_7} = v_{m3}, \quad \frac{10R}{R_6} = v_{m2}, \quad \frac{10R}{R_5} = v_{m1},$$

тогда напряжение V_i на выходе устройства будет равно

$$v_i = \frac{R}{R_5} 10 + \frac{R}{R_4} v_m - \frac{R}{R_3} V_3 - \frac{R}{R_2} V_2 - \frac{R}{R_1} V_1.$$



а)



б)

Рис. 50. Кусочно-линейная аппроксимация нелинейной функции: а – диаграмма аппроксимации кривой; б – принципиальная схема аппроксиматора сигнала

Значения V_i в различных случаях составят
 при $v_m > v_{m3}$ $V_3 = V_2 = V_1 = 0$,

$$v_{m2} < v_m < v_{m3}, V_3 = v_{m3} - v_m, V_2 = V_1 = 0,$$

$$v_{m1} < v_m < v_{m2}, V_3 = v_{m3} - v_m, V_2 = v_{m2} - v_m, V_1 = 0,$$

$$v_m < v_{m1}, V_3 = v_{m3} - v_m, V_2 = v_{m2} - v_m, V_1 = v_{m1} - v_m.$$

Требуемые номиналы элементов схемы определяются из следующих соотношений:

$$\frac{10R}{R_0} = A_3, \quad \frac{R}{R_4} = B_3, \quad \frac{R}{R_3} = B_2 - B_3, \quad \frac{R}{R_2} = B_2 - B_1, \quad \frac{R}{R_1} = B_1 - B_0.$$

Цифровые методы линеаризации. Их использование, очевидно, требует, чтобы измеряемое напряжение v_m было предварительно преобразовано в цифровую форму.

Цифровая система обработки данных (например, микроЭВМ) позволяет осуществить линеаризацию градуировочной характеристики по программе с приемлемой быстротой. Характеристику $v_i = f(v_m)$ разбивают на определенное число участков (рис. 51), и абсциссы их границ записывают в память машины. Измеряемое напряжение v_m сравнивается с этим набором абсцисс: $v_{mi} < v_m < v_{mi+1}$. Когда таким образом определяется номер i участка, запускается программа для расчета v_l по алгоритму

$$v_l = \frac{v_{li+1} - v_{li}}{v_{mi+1} - v_{mi}} (v_m - v_{mi}) + v_{li}.$$

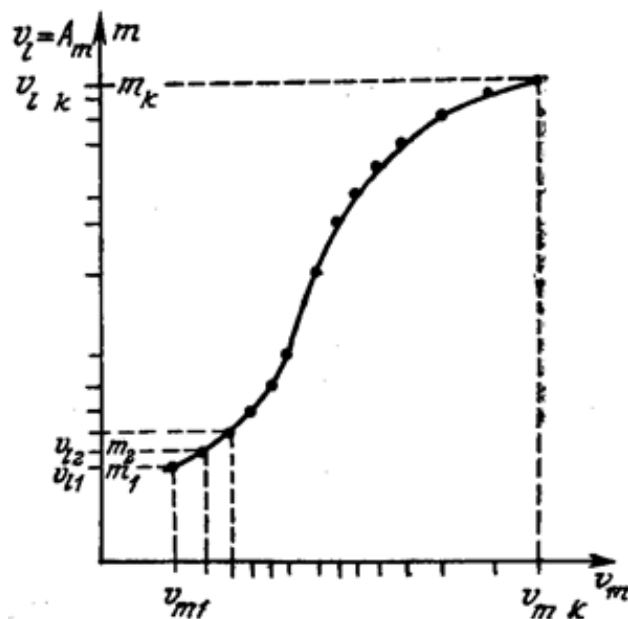


Рис. 51. Кусочно-линейная аппроксимация функции при использовании цифрового метода обработки данных

Постоянные коэффициенты $\frac{v_{li+1} - v_{li}}{v_{mi+1} - v_{mi}}$, определяющие наклон прямых каждого из участков, должны также храниться в памяти. При такой последовательной обработке данных необходимо учитывать время проведения операций, позволяющее получать результаты с требуемой быстротой.

4.3. Усиление измерительного сигнала и исключение постоянной составляющей

Источники возникновения постоянной составляющей. В обобщенной схеме измерительной цепи измеряемое напряжение v_m представляет собой разность потенциалов проводников $v_A - v_B$ (рис. 52). Оно включает постоянную составляющую v_{mc} — среднее между потенциалами v_A и v_B напряжение, которое не содержит полезной информации, $v_{mc} = \frac{v_A + v_B}{2}$.

Можно записать $v_A = v_{mc} + v_m/2$, $v_B = v_{mc} - v_m/2$.

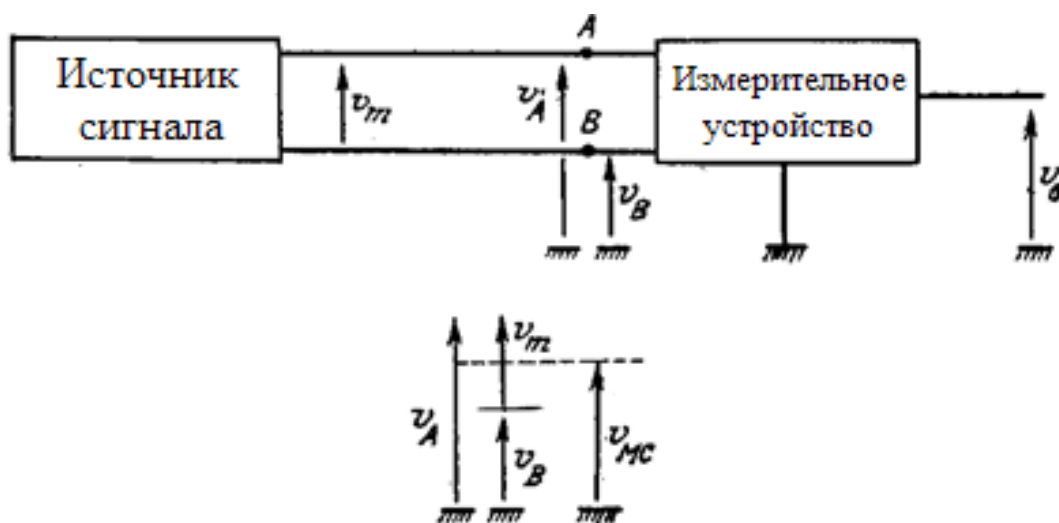


Рис. 52. Обобщенная схема измерительной цепи, иллюстрирующая возникновение постоянной составляющей

Напряжение v_{mc} может превышать v_m . В определенных случаях оно оказывается неизвестным. Поэтому возникает необходимость исключения или существенного ослабления постоянной составляющей, чтобы получить и иметь возможность обработать в измерительной установке сигнал без погрешности, не зависящий от v_{mc} .

Постоянная составляющая, обусловленная напряжением питания. Так, для моста Уитстона (рис. 53), состоящего из трех постоянных резисторов с сопротивлением R_0 и резистивного датчика с сопротивлением $R_c = R_0 + \Delta R_c$, при $\Delta R_c \ll R_0$ справедливы соотношения

$$v_A = \frac{E_S}{2} + \frac{E_S}{4} \frac{\Delta R_c}{R_0} \text{ и } v_B = \frac{E_S}{2}.$$

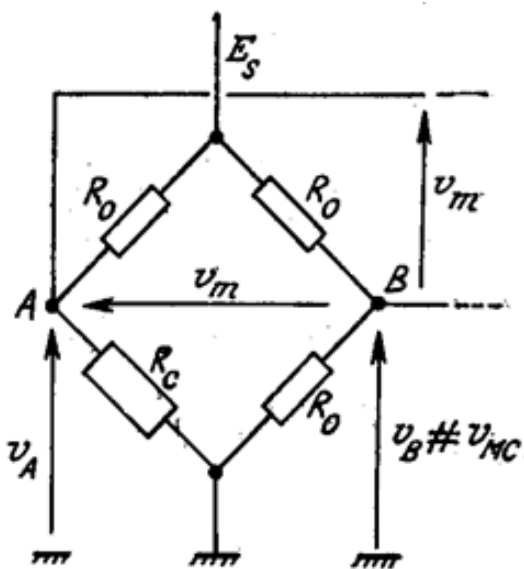


Рис. 53. Мост Уитстона

Если, например, $E_S = 20$ В и $\Delta R_c / R_0 = 10^{-2}$, то v_{mc} практически равно $E_S/2 = 10$ В, а выходное напряжение моста составляет

$$v_m = \frac{E_S}{4} \frac{\Delta R_c}{R_0} = 5 \cdot 10^{-2} \text{ В.}$$

Постоянная составляющая, обусловленная токами в общей шине. Между двумя точками цепи, соединенными с массой (общей шиной) и находящимися на некотором удалении друг от друга, су-

ществуют импеданс массы Z_M и разность потенциалов, обусловленная паразитной ЭДС e_m , основные причины возникновения которой – электромагнитные наводки промышленной частоты и циркуляция токов в различных частях монтажной схемы. Расстояние между точками присоединения к массе различных частей измерительной схемы в промышленных установках может достигать сотен метров, и поэтому разность потенциалов между ними может достигать нескольких десятков вольт.

Когда источник измерительного сигнала (e_c , R_c), присоединенный к массе в точке M_c , удален от измерительного устройства, которое присоединено к массе в точке M_i , паразитная ЭДС e_m между точками M_c и M_i образует в измерительной цепи постоянную составляющую, смещающую выходной сигнал (рис. 54).

В точках A и B схемы замещения измерительной цепи потенциалы равны соответственно $U_B = e_M$ и $U_A = e_M + e_c$, причем если $e_c < e_M$, то постоянная составляющая $U_{MC} = e_M$ и $U_m = e_c$.

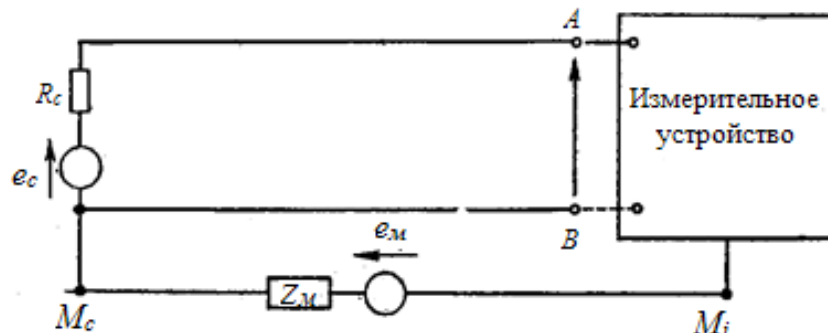


Рис. 54. Эквивалентная электрическая схема измерительной системы с источником паразитной ЭДС

Использование дифференциального усилителя. Когда выходной сигнал представляет собой разность двух сигналов измерительной схемы, то его обработку производят, используя обычно дифференциальный усилитель. Типичный дифференциальный усилитель состоит из двух усилительных каскадов – инвертирующего с усилением A_1 , вход которого обозначен знаком минус, и неинвертирующего с усилением A_2 , вход которого обозначен знаком плюс (значения A_1 и A_2 должны быть по возможности равны друг другу), и сумматора выходных напряжений этих каскадов (рис. 55).

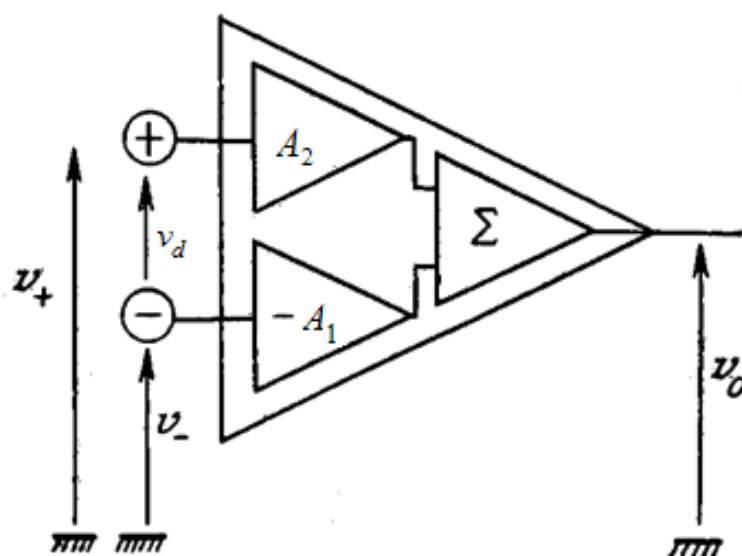


Рис. 55. Блок-схема дифференциального усилителя

Напряжение v_0 на выходе дифференциального усилителя в функции напряжений v_+ и v_- , приложенных соответственно к его входам $+$ и $-$, определяется выражением $v_0 = A_2 v_+ - A_1 v_-$ или с учетом

$$v_{mc} = (v_+ + v_-)/2 \text{ и } v_d = v_+ - v_-$$

$$v_0 = \frac{A_1 + A_2}{2} v_d (+ A_2 - A_1) v_{mc}.$$

Коэффициент усиления разности входных напряжений (дифференциальный коэффициент усиления) равен

$$A_d = \frac{A_1 + A_2}{2},$$

а коэффициент усиления постоянной составляющей

$$A_{mc} = A_2 - A_1.$$

Таким образом, постоянная составляющая выходного напряжения дифференциального усилителя тем меньше, чем ближе друг к другу по абсолютному значению коэффициенты усиления обоих каналов A_1 и A_2 .

Напряжение на выходе усилителя можно записать в виде

$$v_0 = A_d \left\{ v_d + \frac{A_{mc}}{A_d} v_{mc} \right\}$$

и, подставляя параметр τ_r , характеризующий степень ослабления постоянной составляющей $\tau_r = A_d/A_{mc}$, представить как

$$v_0 = A_d \left\{ v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{mc} \right\}.$$

Дифференциальный усилитель характеризуется входным импедансом Z между каждым входом и массой усилителя и дифференциальным импедансом Z_d между двумя входами. Паразитная ЭДС в общей шине вызывает появление напряжений на входах усилителя (рис. 56), зависящих в том числе от сопротивлений усилителя двух подводящих проводов.

Сопротивления этих проводов должны быть уравновешены, т. е. $R_{12} = R_c + R_{11}$, чтобы напряжения V_{m+} и V_{m-} оказались равными друг другу. В противном случае разность $V_{m+} - V_{m-}$ будет усиливаться как дифференциальное напряжение.

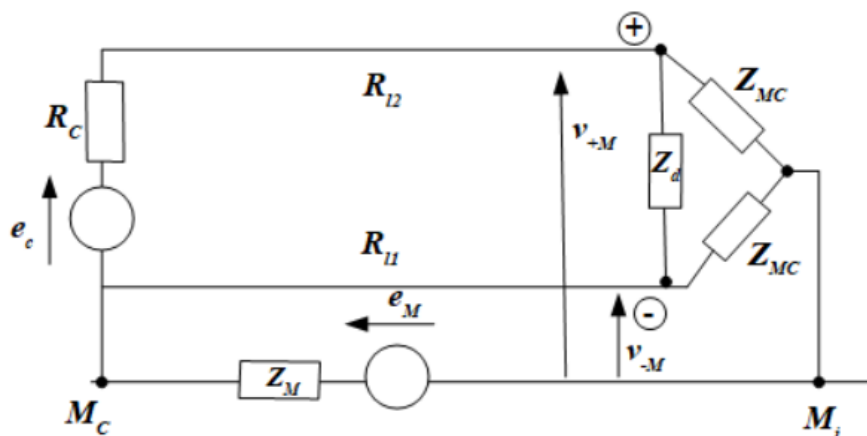


Рис. 56. Эквивалентная схема входной цепи дифференциального усилителя

Кроме того, необходимо соблюдать условия $|Z_d|, |Z_{MC}| \gg R_c$ и при $v_{M+} = v_{M-}$ и $v_d = e_c$ входные напряжения будут независимы от импедансов источника и проводов и соответственно от изменений этих импедансов.

Предварительный измерительный усилитель постоянного тока. Это дифференциальный усилитель, выполненный в виде интегральной микросхемы; он специально предназначен для обработки сигналов в присутствии относительно больших значений постоянных паразитных составляющих. Его входные токи смещения должны замыкаться на массу, для чего необходима гальваническая связь между входами и массой усилителя (рис. 57). Синфазное напряжение, приложенное к его входам, должно быть ограничено по уровню и быть немного меньше напряжения питания.

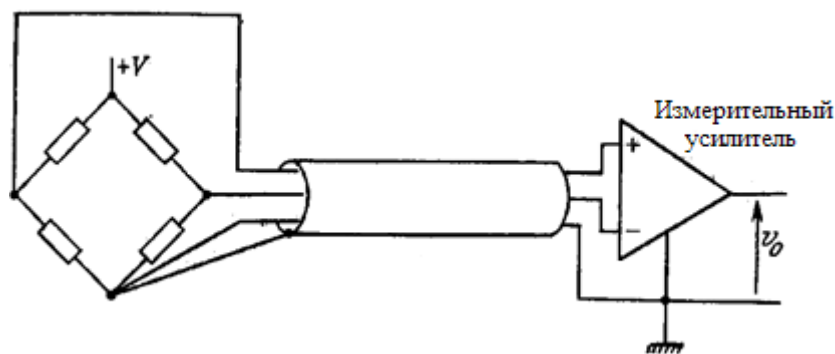


Рис. 57. Схема присоединения измерительного усилителя к мосту Уитстона

Напряжение на выходе измерительного усилителя определяется выражением

$$v_0 = A_d \left(v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{мс} \right),$$

где $v_d = v_+ - v_-$ и $v_{мс} = (v_+ + v_-)/2$.

Подобный усилитель устанавливают непосредственно около датчика, выбирая определенный коэффициент усиления в зависимости от среднего уровня подаваемого на его вход сигнала. Это позволяет передавать сигнал высокого уровня, уменьшая влияние паразитных наводок, которые могут возникнуть при передаче, а также избавиться от необходимости осуществлять коммутацию в многоканальных системах сбора слабых сигналов (рис. 58). Усилитель можно включать и после коммутатора, а усиление регулировать (масштабировать) переключением сопротивлений в цепи обратной связи усилителя, чтобы согласовывать его коэффициент усиления с уровнем сигнала каждого датчика и передавать по каналу связи нормированный сигнал (рис. 59). При этом логическая схема управляет коммутатором, выбирающим нужный канал, и устанавливает соответствующее значение коэффициента усиления усилителя.

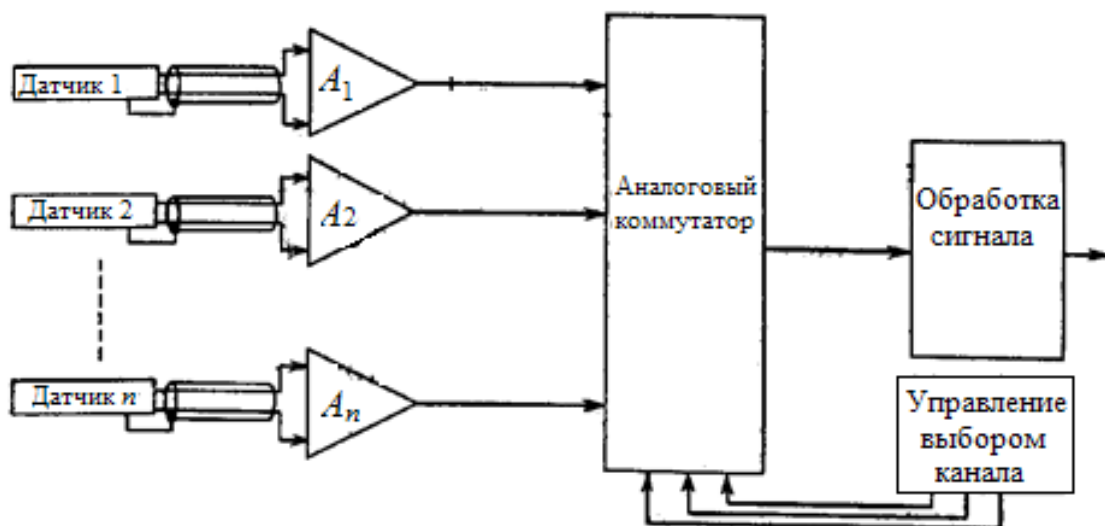


Рис. 58. Многоканальная система сбора сигналов

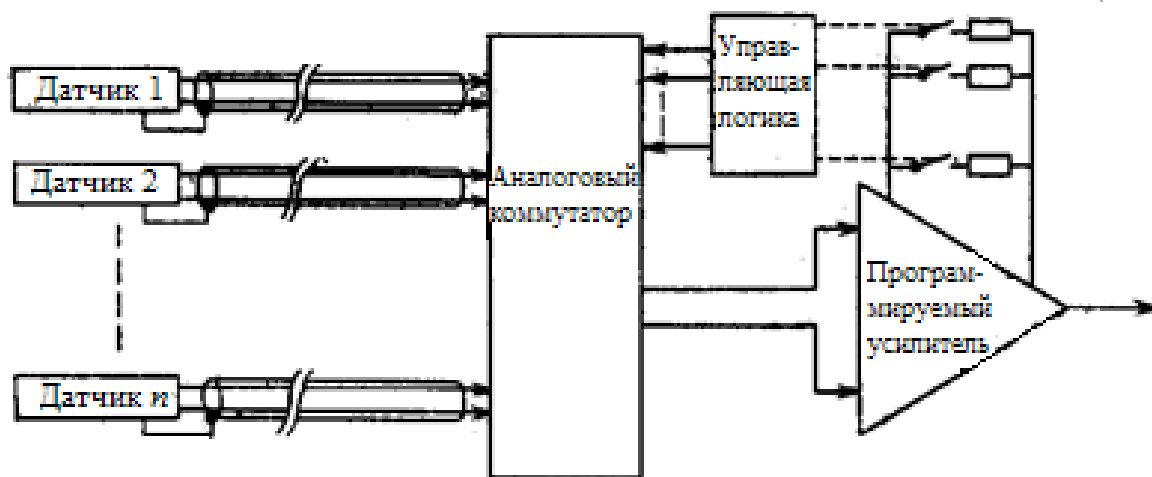


Рис. 59. Многоканальная система сбора сигналов с масштабным их усилением

Гальваническая развязка измерительной цепи. Усилитель с гальванически изолированными каскадами представляет собой раздельный усилитель (рис. 60).

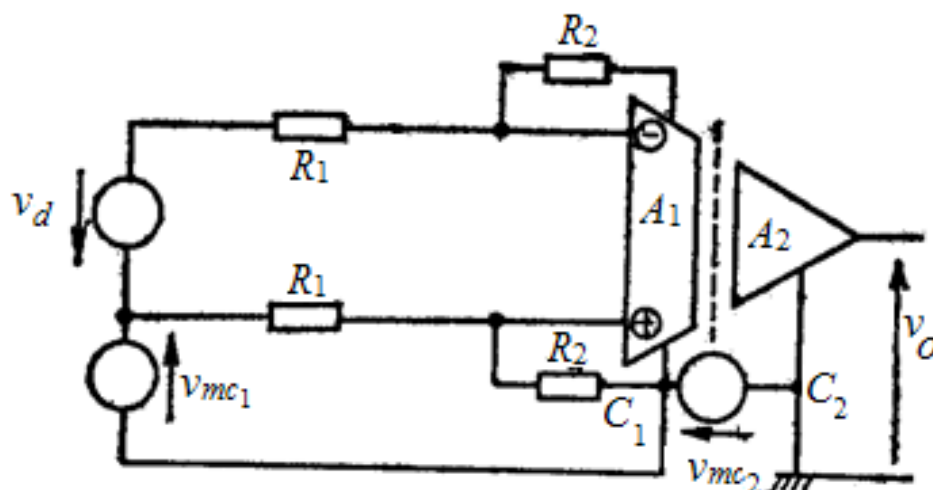


Рис. 60. Схема раздельного усилителя

Он состоит из каскада A_u , являющегося операционным или измерительным усилителем C с «плавающим» (незаземленным) источником питания и общей точкой $C\%$, соединенной с массой источника сигнала (его коэффициент дифференциального усиления $A_d = R_2/R_1$), каскада L_2 , общая точка которого C_8 присоединена к общей массе данного усилительного каскада, схемы последующей обработки и устройства потенциальной развязки (трансформаторной или оптронной) между каскадами.

Постоянная составляющая v_{uc} , измеренная относительно точки C_1 , ограничена десятком вольт, и при превышении этого уровня ее необходимо ослабить с коэффициентом ослабления тп. Постоянная составляющая V_{ucb} , измеренная относительно точки C_2 , приложена к «изолирующему» барьеру между каскадами и может достигать тысяч вольт. Она существенно ослабляется на выходе. Напряжение v_0 на выходе разделительного усилителя можно описать выражением

$$v_0 = A_d v_d \left\{ 1 + \frac{1}{\tau_{r1}} \frac{v_{MC1}}{v_d} \right\} + \frac{1}{\tau_{r2}} v_{mc} 2.$$

Порядок величин $\tau_{r1} \cong 100$, $\tau_{r2} \cong 160$. Разделительный усилитель в первую очередь применяют, когда постоянная составляющая, не содержащая информации, существенно превышает измерительный сигнал (рис. 61, а), либо когда, например, по соображениям безопасности источник измерительного сигнала должен быть изолирован от схемы обработки (рис. 61, б).

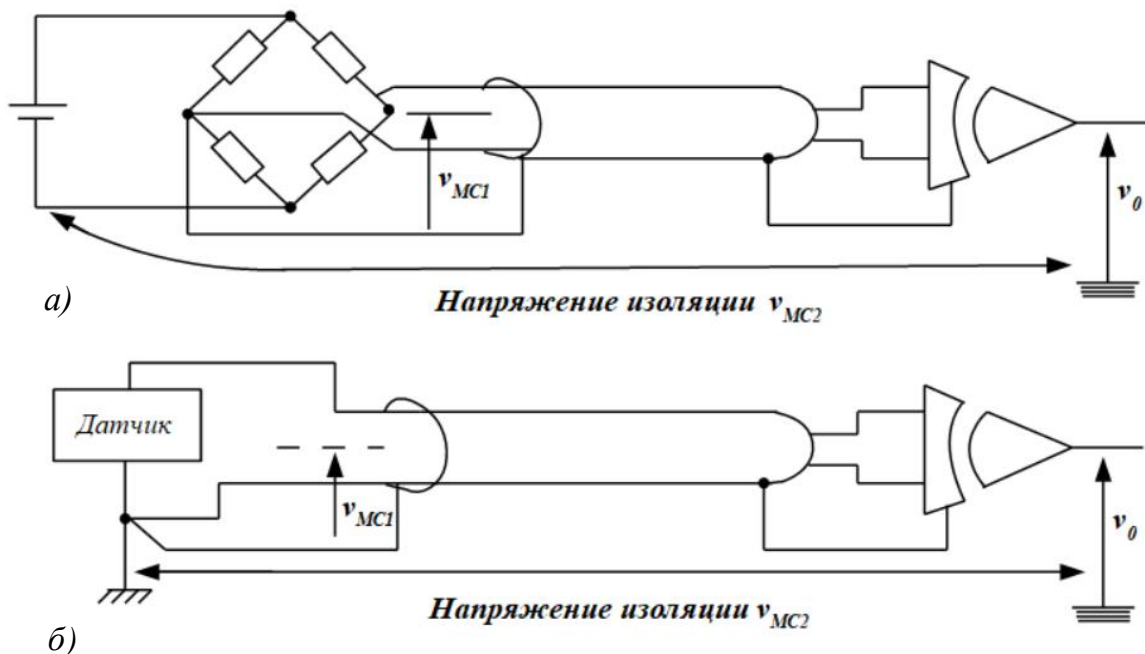


Рис. 61. Примеры применения разделительного усилителя

Выделение сигнала, содержащего полезную информацию. Измерительные схемы с пассивными датчиками в ряде случаев выдают переменное напряжение v_m , представляющее собой высокочастотный

сигнал, который промодулирован в соответствии с вариациями A_m измеряемой величины. Здесь кратко описаны некоторые методы детектирования (процесс, обратный модуляции, демодуляция), позволяющие выделить из модулированного сигнала полезную информацию в виде электрического сигнала, изменения которого соответствуют низкочастотным вариациям измеряемой величины.

Амплитудное детектирование. При амплитудной модуляции несущего сигнала вариации A_m измеряемой величины точно отображаются изменением во времени амплитудных значений выходного напряжения измерительной цепи. Так, например, когда модулируемый (несущий) сигнал представляет собой синусоидальное напряжение с круговой частотой, то $v_m = E'_s(1 + k\Delta m)\cos \omega_s t$.

Амплитудный детектор, основными элементами которого выступают диод и контур (фильтр низкой частоты) $R - C$ (рис. 62), при подаче на его вход амплитудно-модулированного сигнала выдает напряжение.

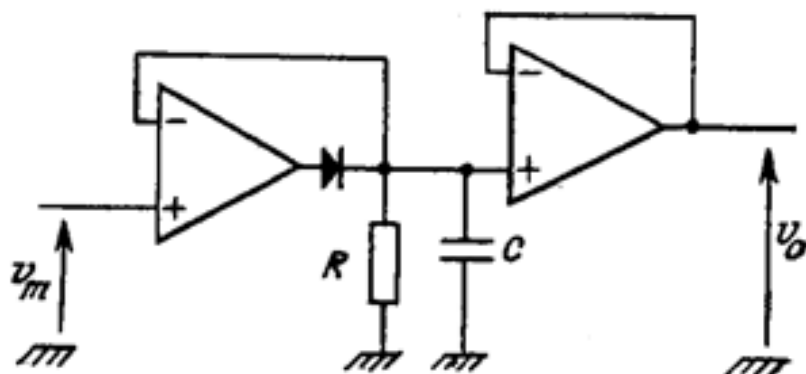


Рис. 62. Схема амплитудного детектора

Синхронное детектирование. Блок-схема синхронного детектирования амплитудно-модулированного сигнала v_m приведена на рис. 63.

Свое название такое детектирование получило благодаря использованию вспомогательного источника опорного сигнала, синхронного по частоте и синфазного с модулируемым сигналом несущей. Синхронное детектирование связано с преобразованием спектра частот входного сигнала и смещением его по оси частот путем умножения этого сигнала на опорный и узкополосной низкочастотной фильтра-

цией сигнала o_B преобразованной (промежуточной) частоты с выделением при этом полезного сигнала, содержащего информацию об измеряемой величине.

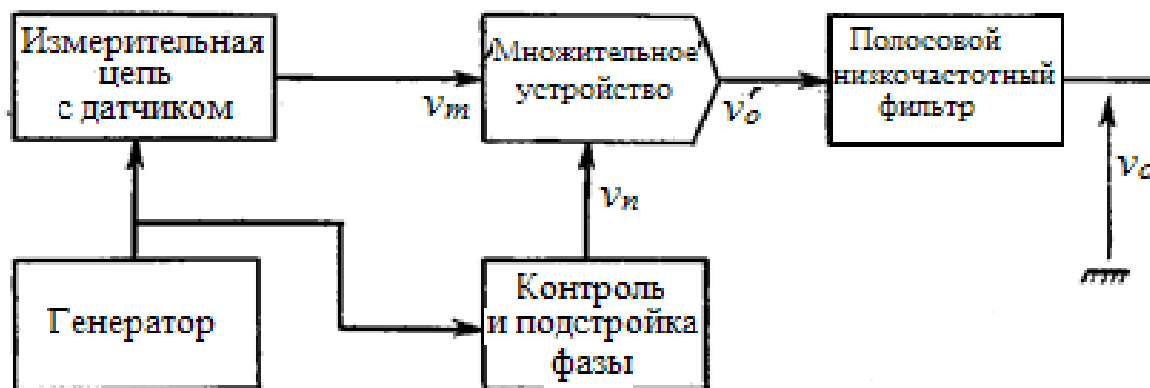


Рис. 63. Блок-схема синхронного детектора

Частотное детектирование. В основу устройств, предназначенных для выделения информации, содержащейся в сигнале, модулированном по частоте, может быть положен один из следующих принципов:

а) преобразование частотно-модулированного сигнала в амплитудно-модулированный с помощью схем (дискриминаторов), использующих параллельный колебательный контур, с последующим детектированием полученного модулированного по амплитуде сигнала;

б) преобразование частотно-модулированного сигнала в синхронную по частоте последовательность импульсов с их интегрированием и определением среднего напряжения либо измерением их частоты;

в) гетеродинное преобразование сигнала. Дискриминатор с параллельным колебательным контуром.

Схема частотного дискриминатора, содержащего простой колебательный контур, представлена на рис. 64, а.

Если резонансная частота F_{ar} контура отличается от средней (центральной) частоты F_0 модулированных колебаний F , то при изменении мгновенных значений частоты E входного сигнала, приложенного к контуру, изменения амплитуды напряжения на контуре повторяют изменение частоты $F(t)$ измеряемой величины (рис. 64, б).

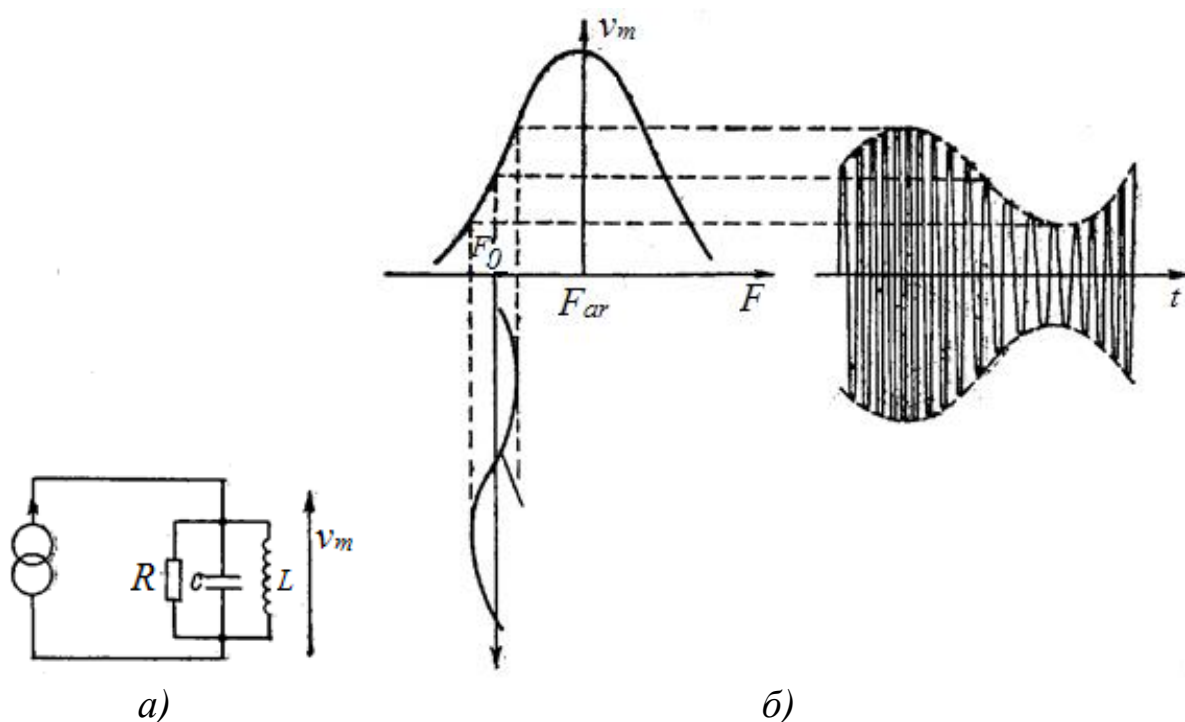


Рис. 64. Дискриминатор с параллельным резонансным контуром: а – принципиальная схема; б – диаграммы преобразования сигналов

Для улучшения линейности характеристики преобразования частота – амплитуда используют двухконтурные дискриминаторы. В отсутствие модуляции, когда частота входного сигнала совпадает с резонансной частотой контуров, напряжение на одном из них сдвинуто по фазе на 90° относительно напряжения другого.

Генерация импульсов, синхронных частотно-модулированному сигналу. Получить импульс определенной фиксированной амплитуды и продолжительности соответственно каждому периоду частотно-модулированного напряжения можно различными способами:

а) усилением сигнала с последующим его ограничением, дифференцированием и однополупериодным выпрямлением;

б) амплитудной дискриминацией модулированного напряжения, когда оно становится равным заданному опорному напряжению и осуществляется запуск формирователя импульса (например, ждущего мультивибратора).

Частота следования формируемых импульсов, или среднее значение их напряжения при неизменной полярности, является линейной функцией измеряемой величины.

Частотное детектирование с гетеродинным преобразованием сигнала. Блок-схема такого устройства приведена на рис. 65.



Рис. 65. Блок-схема частотного детектора

В него входят:

- фазовый детектор, на один вход которого подается модулированное напряжение $v_m = E_m \sin \varphi_m(t)$, а на другой – напряжение местного гетеродина $v_i = E_l \cos \varphi_l(t)$. Фазовый детектор выдает напряжение v_c , являющееся функцией разности фаз входных напряжений – v_i (гетеродина);

- фильтр нижних частот;

- усилитель с коэффициентом усиления A , выходное напряжение v_c которого управляет частотой местного гетеродина;

- опорный гетеродин, частота F которого является линейной функцией управляющего напряжения v_e , т. е. $\Omega_l = 2\pi F_1 = \Omega_1 + K_c v_c$.

Таким образом, напряжение на выходе компаратора фаз, как и напряжение, управляющее гетеродином, изменяются соответственно изменениям измеряемой величины.

Контрольные вопросы

1. Как происходят усиление измерительного сигнала и исключение постоянной составляющей?

2. Перечислите основные характеристики измерительной схемы с пассивными датчиками.

3. Как осуществляется коррекция нелинейности датчика?

4. Как можно описать коррекцию погрешности линейности?

5. Охарактеризуйте согласование датчика с измерительной схемой.

Раздел II. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Лабораторная работа № 1

ИЗУЧЕНИЕ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ. ТЕРМОМЕТРЫ СОПРОТИВЛЕНИЯ. ЭЛЕКТРОННЫЙ АВТОМАТИЧЕСКИЙ МОСТ

Цели работы:

1. Изучить принцип действия и устройство термометров сопротивления и электронного автоматического моста.
2. Провести проверку моста КСМ2-07.
3. Выполнить градуировку моста КСМ2-07 на новые пределы измерений с предварительным расчетом измерительной системы моста.

Устройство и работа термометров сопротивления

Принцип действия термометров сопротивления основан на изменении электрического сопротивления проводника при изменении температуры. Зная зависимость сопротивления от температуры, можно по его измерению определить температуру среды, в которую помещен термометр сопротивления.

Известно, что при нагреве металлы увеличивают сопротивление от 0,4 – 0,6 % на 1 °С, а оксиды металлов (полупроводники) уменьшают свое сопротивление в 8 – 15 раз по сравнению с металлами. Графически это изображено на рис. 1.1. Зависимость сопротивления металлов от температуры в небольшом интервале температур определяется уравнением

$$R_t = R'_t [1 + \alpha(t - t')],$$

где R_t – сопротивление металлического проводника при температуре t ; R'_t – сопротивление того же проводника при температуре t' ($t - t'$) – интервал измерения температур; α – коэффициент температурного сопротивления.

Электрические термометры сопротивления применяются для измерения температур в диапазоне от –200 до +700 °С. В комплект электрического термометра входят чувствительный элемент, измерительный прибор и соединительные провода. В качестве чувствительного

элемента в термометре сопротивления применяется металлическая проволока (Cu, Pt), намотанная на изоляционный каркас и заключенная в защитный кожух (рис. 1.2).

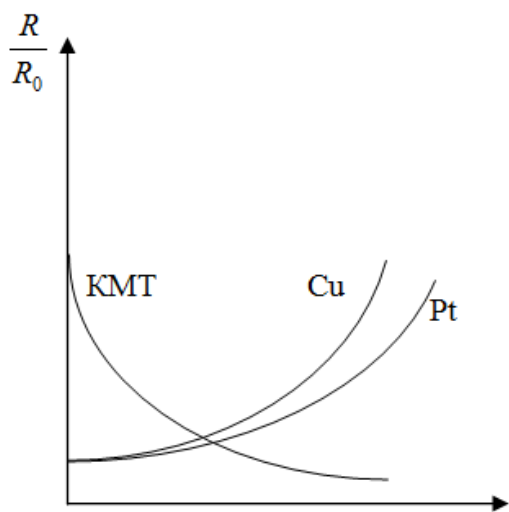


Рис. 1.1. Зависимость сопротивления термометров сопротивления от температуры: Cu – медный; Pt – платиновый; КМТ – полупроводниковый

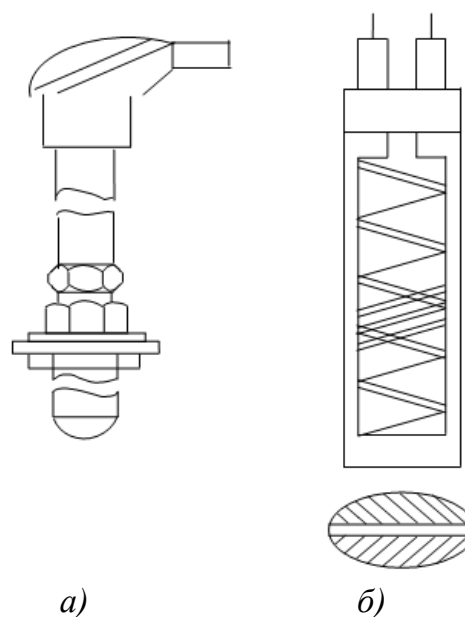


Рис. 1.2. Платиновый термометр сопротивления: а – с подвижным штуцером; б – с чувствительным элементом

Серийно выпускаемые в нашей стране термометры сопротивления приведены в таблице.

Тип	Номинальное сопротивление при 0 °С, Ом	Новая градуировка	Старая градуировка
ТСП платина	1	1П	–
	5	5П	–
	10	10П	гр. 20
	50	50П	гр. 21 (46 Ом)
	100	100П	гр. 22
ТСМ медные	10	10М	–
	50	50М	гр. 23 (53 Ома)
	100	100М	гр. 24

Чувствительными элементами полупроводниковых термометров сопротивления (термисторов) являются смеси окислов меди, марганца,

магния, никеля, кобальта и др. Смеси двух-трех окислов со связывающими добавками измельчают, спекают и обжигают, придавая им форму небольших цилиндров или шайб (рис. 1.3).

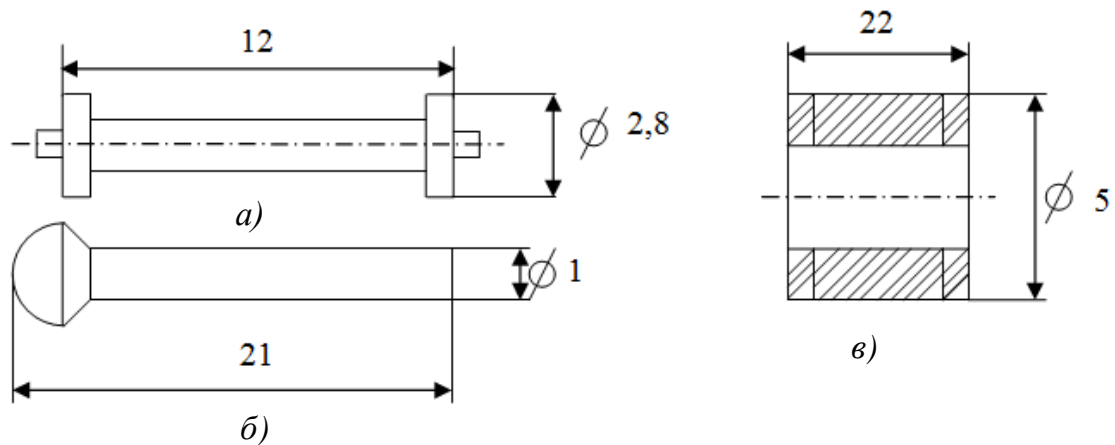


Рис. 1.3. Конструктивные формы полупроводниковых термометров сопротивления: а – трубчатая (КМТ); б – цилиндрическая (ММС); в – дисковая (СТ5)

В торцы чувствительных элементов вжигают контакты. При увеличении температуры термометра его сопротивление резко уменьшается согласно зависимости

$$R_t = R e^{\frac{B(293-T)}{293T}},$$

где R – значение сопротивления при 293 К; T – температура, К; B – постоянная, зависящая от свойств полупроводникового материала.

Технически серийно изготавливаемые термисторы предназначены для измерений температур в диапазоне от -90 до $+180$ °С. В качестве вторичных приборов с термометрами сопротивления применяются обычно автоматические электронные равновесные мосты, реже – логометры, неравновесные мосты и тестеры.

Конструкция электронного автоматического моста и его измерительная схема

Электронные уравновешенные мосты переменного тока предназначены для измерения, записи и регулирования (при наличии регулирующего устройства) температуры и других величин, измерение которых может быть преобразовано в изменение активного сопротивления.

Прибор состоит из следующих основных блоков: корпуса, каретки с пером, усилителя, панели внешних коммутаций лентопротяжного механизма, регулирующего устройства, измерительного механизма.

В лентопротяжном механизме установлен синхронный электродвигатель с редуктором. Нужную скорость продвижения диаграммной ленты получают, пользуясь инструкциями по эксплуатации.

Терморезисторы – нелинейные резисторы, изготовленные из полупроводниковых материалов, имеющих большой температурный коэффициент сопротивления (ТКС). У большинства терморезисторов ТКС отрицательный: от $-4,2$ до $-8,4$ $\%/^{\circ}\text{C}$. Терморезисторы с положительным ТКС называют позисторами.

В зависимости от применяемого полупроводникового материала терморезисторы бывают:

- кобальто-марганцевые (КМТ), начальное сопротивление R_n которых от 22 до 1000 кОм; ТКС от $-4,2$ до $-8,4$ $\%/^{\circ}\text{C}$; интервал рабочих температур от -60 до $+180$ $^{\circ}\text{C}$;

- медно-марганцевые (ММТ) (R_n от 1 до 220 кОм; ТКС от $-2,4$ до -5 $\%/^{\circ}\text{C}$; интервал рабочих температур от -10 до $+500$ $^{\circ}\text{C}$);

- титанобариевые с положительным ТКС – СТ5 (R_n от 0,02 до 0,14 кОм; ТКС = 20; интервал рабочих температур от -20 до $+200$ $^{\circ}\text{C}$).

В основу работы электронных автоматических мостов КСМ2 положен нулевой метод измерения сопротивления.

Измерительная схема автоматического электронного равновесного моста КСМ2 представлена на рис. 1.4.

К точкам подключен источник питания – напряжение переменного тока 6,3 В. Термометр подключают к прибору по трехпроводной схеме. В этом случае сопротивление проводов распределяется между двумя прилегающими плечами моста. Применение трехпроводной схемы для присоединения термометра снижает величину температурной погрешности, вызванной изменением сопротивления соединительных проводов вследствие изменения температуры окружающего воздуха. При изменении температуры контролируемого объекта изменится сопротивление.

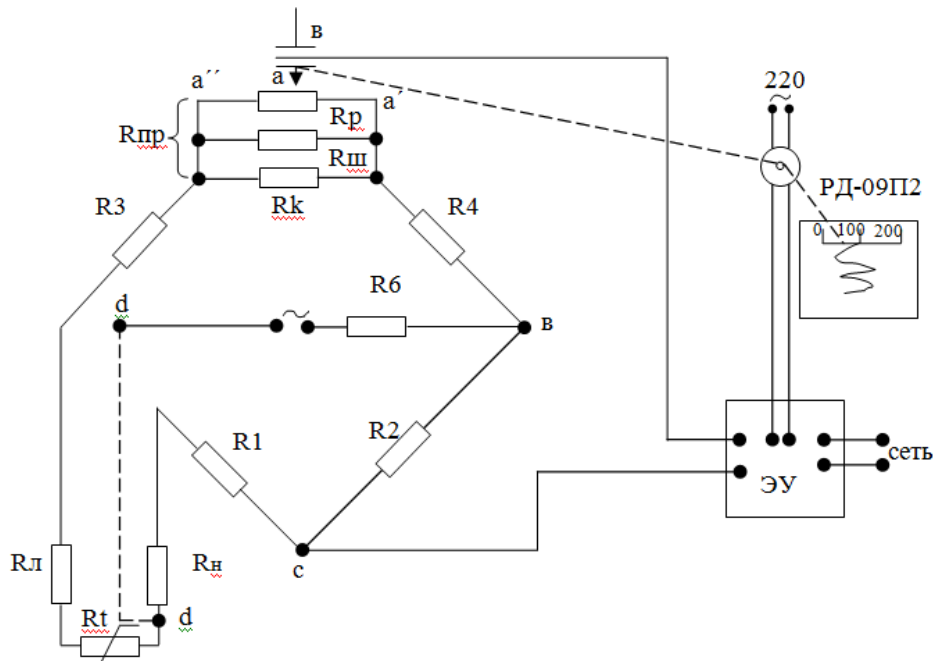


Рис. 1.4. Измерительная схема автоматического электронного равновесного моста

Измерительная схема уравновешенного моста состоит из резисторов, имеющих следующие назначения:

R_p – реохорд, калиброванное сопротивление;

$R_{ш}$ – шунтирующее сопротивление для ограничения тока, протекающего через реохорд;

R_k – резистор для задания верхнего предела измерений;

R_n – резистор для задания начала шкалы;

R_1, R_2, R_3, R_4 – постоянные сопротивления;

R_6 – сопротивления в диагонали питания для ограничения тока;

R_t – термометр сопротивления;

$R_{л}$ – резисторы для подгонки сопротивления линии связи до 2,5 Ом.

В результате в измерительной диагонали моста появится напряжение разбаланса, которое доводится усилителем до величины, достаточной для приведения в действие реверсивного двигателя. Ось двигателя при помощи шкива и троса связана с кареткой, на которой закреплен движок реохорда и указатель с пером записи.

Ротор реверсивного двигателя вращается до тех пор, пока существует сигнал, вызванный разбалансом схемы. Одновременно перемещается указатель прибора по шкале и движок по реохорду до наступ-

ления равновесия в измерительной схеме. В момент равновесия измерительной схемы положение указателя на шкале определяет значение измеряемой величины, т. е. температуру контролируемого объекта в данный момент времени.

Расчет измерительной схемы электронного автоматического моста

Для расчета измерительной схемы равновесного моста должны быть заданы минимальный t_{\min} и максимальный t_{\max} пределы измерения температуры в градусах Цельсия и тип термометра сопротивления.

Зная пределы измерения и тип термометра сопротивления, по градуировочным таблицам находят минимальную $R_{t_{\min}}$ и максимальную $R_{t_{\max}}$ величины сопротивления термометра. При измерении $R_{t_{\min}}$ движок реохорда должен находиться в точке a' , соответствующей началу шкалы. Учитывая, что термометр сопротивления R_t включен последовательно с реохордом в одно из плеч моста, движение равновесия измерительной схемы в этом случае возможно при условии

$$R_2 (R_{t_{\min}} + R_3 + R_{\text{л}} + R_{\text{пр}}) = (R_1 + R_{\text{л}}) R_{\text{н}}. \quad (1.1)$$

При измерении $R_{t_{\max}}$ движок реохорда должен находиться в точке a'' , соответствующей концу шкалы. При этом равновесие измерительной схемы соблюдается при выполнении следующего равенства:

$$R_2 (R_{t_{\max}} + R_3 + R_{\text{л}}) = (R_1 + R_{\text{л}}) - (R_{\text{н}} + R_{\text{пр}}). \quad (1.2)$$

Вычитая из условия (1.1) равенство (1.2), получим

$$R_2 (R_{t_{\max}} - R_{t_{\min}}) = (R_1 + R_2 + R_{\text{л}}) R_{\text{пр}}, \quad (1.3)$$

откуда

$$R_{\text{пр}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{\text{л}}} (R_{t_{\max}} - R_{t_{\min}}).$$

Из уравнения (1.3) следует, что разность сопротивлений термометра, соответствующих верхнему и нижнему пределам шкалы, равная пределам измерения прибора, пропорциональна величине приведенного сопротивления реохорда. Следовательно, изменение пределов измерения прибора может быть осуществлено изменением величины приведенного сопротивления реохорда $R_{\text{пр}}$, состоящего из трех параллельно включенных сопротивлений $R_{\text{р}}$, $R_{\text{ш}}$, $R_{\text{к}}$ и определяемого по уравнению

$$R_{\text{пр}} = \frac{R_{\text{р}} R_{\text{ш}} R_{\text{к}}}{R_{\text{ш}} R_{\text{р}} + R_{\text{к}} R_{\text{р}} + R_{\text{ш}} R_{\text{к}}}. \quad (1.4)$$

В автоматических электронных равновесных мостах сопротивления реохорда и его шунта – величины постоянные и равные $R_p = 258 \text{ Ом}$, а $R_{ш} = 137 \text{ Ом}$. Поэтому подгонка сопротивления $R_{пр}$ до требуемого значения, определяемого уравнением (1.3), осуществляется изменением величины сопротивления R_k , которую можно найти из уравнения (1.4)

$$R_k = \frac{R_{пр} R_{ш} R_p}{R_{ш} R_p - R_{пр} R_p - R_{ш} R_{пр}}.$$

Из уравнения (1.1) определяем величину сопротивления R_H , предназначенного для подгонки нижнего предела измерения прибора:

$$R_H = \frac{R_2}{R_1 + R_L} (R_{t\min} + R_3 + R_L + R_{пр}),$$

$$R_1 = R_2 = 200 \text{ Ом}, R_3 = 4,4 \text{ Ом}, R_L = 2,5 \text{ Ом}.$$

Максимальная величина тока, протекающего через термометр сопротивления, определяется по уравнению

$$I_{\max} = \frac{U_{\max}}{R_{t\min} + R_L + R_{пр} + R_6},$$

где U_{\max} – максимальное напряжение на зажимах питания измерительной схемы моста. $6,3 \text{ В} = U_{\max}$.

Максимально допустимая величина тока, исключая самонагрев термометра, равна $7 - 8 \text{ мА}$. При прочих равных условиях величина I_{\max} зависит от величины R_6 , определяемой по уравнению

$$R_6 = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} - (R_{t\min} + R_L + R_{пр} + R_H). \quad (1.5)$$

Максимальное значение сопротивления R_6 рассчитывается по уравнению (1.5) при $I_{\max} = 7 \text{ мА}$. Действительное значение сопротивления должно превышать $R_{6\min}$, $R_L > R_{6\min}$.

Полученные в результате расчета пределы измерения шкалы прибора могут несколько отличаться от заданных, так как сопротивления нерабочих витков реохорда и соединительных проводов при расчете не учитывались.

Проверка электронного автоматического моста КСМ2

Блок-схема установки для проверки и градуировки прибора КСМ2-070 приведена на рис. 1.5.

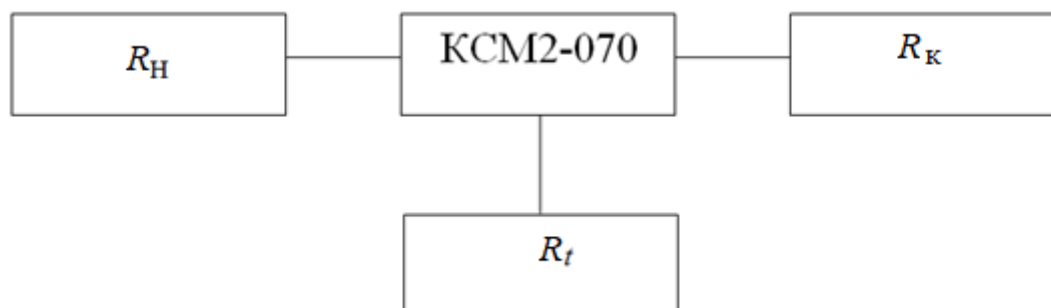


Рис. 1.5. Блок-схема установки для проверки и градуировки прибора КСМ2-070:

R_n, R_k – магазины сопротивлений, заменяющие сопротивление;
 R_t – магазин сопротивлений, имитирующий термосопротивление

Порядок работы:

1. Установить на магазине сопротивлений R_k величину 71,3 Ом.
2. Установить на магазине сопротивлений R_n величину 13,2 Ом.
3. Установить на магазине сопротивлений R_t величину 5 Ом.
4. Пользуясь магазином сопротивлений R_t , плавно подвести стрелку прибора к нулевой отметке на шкале.
5. Провести проверку всех оцифрованных делений шкалы при возрастающих и убывающих значениях сопротивлений.
6. По результатам измерений заполнить протокол, используя следующие формулы:

а) абсолютная погрешность равна $R_{t \text{ изм}} - R_{t \text{ ист}}$;

б) приведенная погрешность

$$\gamma_{\text{прив}} = \frac{\Delta}{R_{t \text{ max}} - R_{t \text{ min}}} 100 \% ;$$

в) относительная погрешность

$$\delta_{\text{отн}} = \frac{\Delta}{R_{t \text{ ист}}} 100 \% ;$$

г) вариация

$$B = R_{t \text{ изм пр. } x} - R_{t \text{ изм. обр. } x}.$$

Класс _____
 Наименование прибора _____
 Пределы измерений _____
 Образцовые приборы:
 Тип _____
 Класс точности _____
 Верхний предел измерений _____
 Предел допускаемой приведенной погрешности, %, равен 0,5
 Наибольшая погрешность показаний, %
 Допускаемая вариация, % (берется 0,5 цены деления)
 Наибольшая вариация, %. Прибор годен, забракован (указать причину)

Проверяемое значение измеряемой величины, °С	Расчетное значение входного сигнала, R_t , Ом	Действительное значение входного сигнала, R_c , Ом		Погрешность проверяемого прибора в процентах нормирующего значения или в единицах измерения	Вариация, %
		При прямом ходе	При обратном ходе		

Содержание отчета

1. Краткое описание и принцип действия электронного автоматического моста КСМ2, его электрическая схема.
2. Расчет параметров измерительной схемы моста.
3. Протокол поверки шкалы прибора в пределах 0 – 100 °С.
4. Зарисовка новой шкалы прибора.

Темы для закрепления

1. Принцип действия и устройство термометров сопротивления.
2. Материал для изготовления термометров сопротивления и требования к нему.
3. Типы стандартных термометров сопротивления.

4. Градуировочные таблицы.
5. Двухпроводные и трехпроводные линии связи.
6. Электрическая схема электронного автоматического моста типа КСМ.
7. Подгонка линий связи между термометром сопротивления и вторичным прибором.
8. Поверка и градуировка, класс точности и основные погрешности приборов.
9. Внутреннее устройство приборов КСМ2 и КСМ4.

Библиографический список

1. Исакович, Р. Я. Технологические измерения и приборы : учеб. для студентов вузов / Р. Я. Исакович. – М. : Недра, 1978. – 487 с.
2. Чистяков, С. Ф. Технологические измерения и приборы / С. Ф. Чистяков, Д. В. Радун. – М. : Высш. шк, 1972. – 392 с.
3. Дианов, В. Г. Автоматизация производственных процессов в нефтеперерабатывающей и нефтехимической промышленности / В. Г. Дианов. – М. : Химия, 1968. – 327 с.
4. Анисимов, А. Ф. Автоматизация и средства контроля производственных процессов : справочник: кн. 4 / А. Ф. Анисимов. – М. : Недра, 1979. – 624 с.
5. Шевцов, Е. К. Справочник по поверке и наладке приборов / Е. К. Шевцов. – Киев : Техника, 1981. – 206 с.

Лабораторная работа № 2

ИЗУЧЕНИЕ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ

Цели работы:

1. Изучить принцип действия и устройство преобразователей «Сапфир-22 ДИ».
2. Провести поверку преобразователя.

Измерительный преобразователь «Сапфир-22 ДИ»

Преобразователи предназначены для работы в системах автоматического контроля, регулирования и управления технологическими процессами и обеспечивают непрерывное преобразование значения измеряемого параметра – избыточного давления – в унифицированный токовый выходной сигнал дистанционной передачи.

Преобразователи относятся к изделиям ГСП, являются сейсмостойкими, выдерживают сейсмические нагрузки в 9 баллов на высоте 20 м. Преобразователи предназначены для работы с вторичной регистрирующей и показывающей аппаратурой, регуляторами и устройствами автоматики, машинами централизованного контроля и системами управления, работающими от стандартного входного сигнала 0 – 5 или 4 – 20 мА постоянного тока.

Электрическое питание преобразователей осуществляется от источника питания постоянного тока напряжением $(36 \pm 0,72)$ В. Степень защиты преобразователей от воздействия пыли и воды IP-2 по ГОСТ 14254-80. По устойчивости к механическим воздействиям преобразователь соответствует виброустойчивому исполнению 2 по ГОСТ 17167-71. Вероятность безотказной работы не менее 0,97 за 2000 ч. Средний срок службы не менее 12 лет [1].

Устройство и работа измерительных преобразователей

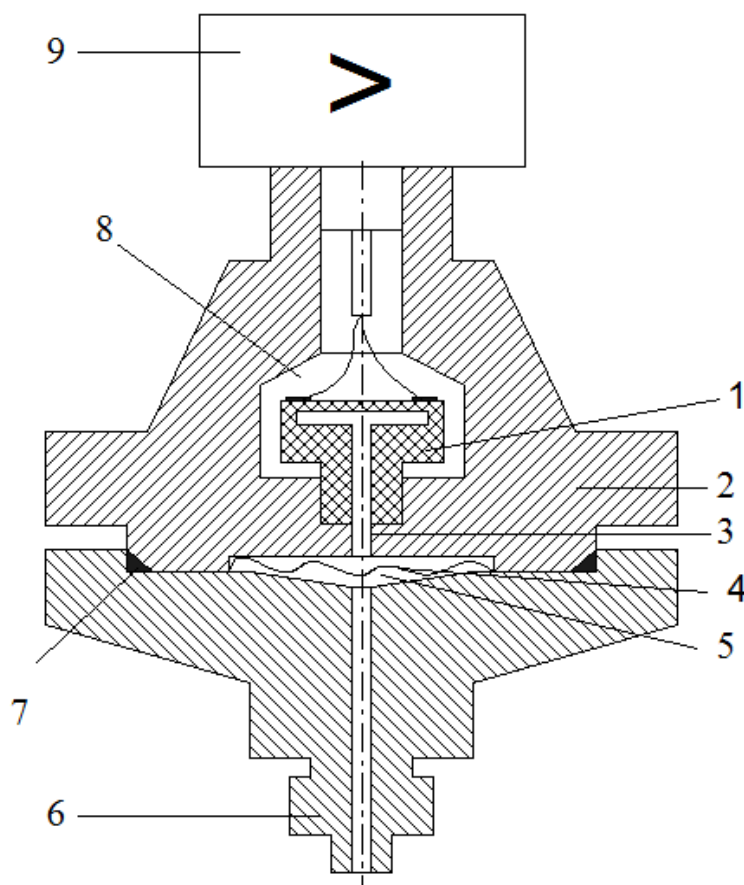
Преобразователь состоит из измерительного блока и электронного устройства. Измеряемое давление воздействует на мембрану тензопреобразователя измерительного блока, вызывает линейную деформацию чувствительного элемента и изменение электрического сопротивления тензорезисторов тензопреобразователя.

Электронное устройство датчика преобразует это изменение сопротивления в токовый выходной сигнал. Чувствительным элементом тензопреобразователя служит пластина из монокристаллического сапфира с кремниевыми пленочными тензорезисторами («кремний на сапфире»), прочно соединенная с металлической мембраной тензопреобразователя.

Схема преобразователей «Сапфир-22 ДИ» моделей 2150, 2160, 2170 представлена на рис. 2.1.

Мембранный тензопреобразователь 1 размещен внутри основания 2. Внутренняя полость 3 тензопреобразователя заполнена кремнийорганической жидкостью и отделена от измеряемой среды металлической гофрированной мембраной 4, которая приварена к основанию 2 по наружному контуру. В камеру 5 фланца 6 подается измеряемое давление. Фланец уплотнен прокладкой 7. Полость 8 сообщена с

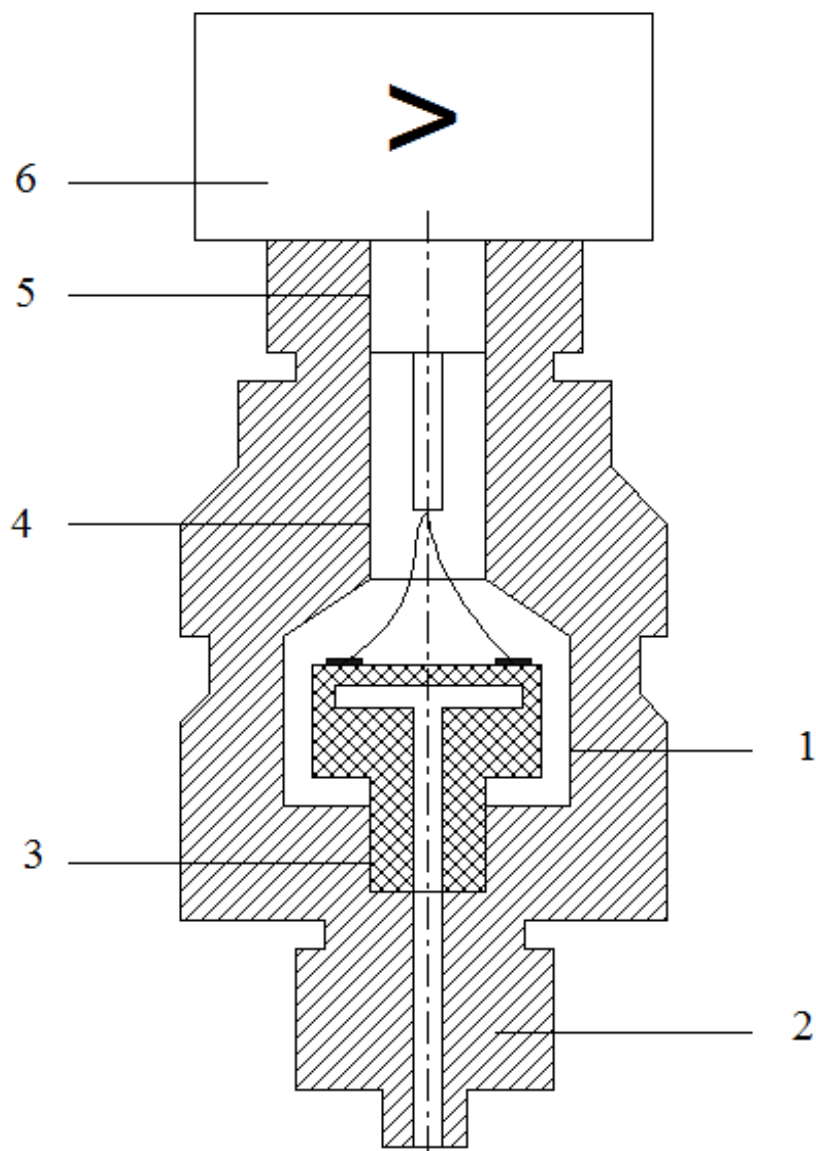
окружающей средой. Измеряемое давление воздействует на металлическую мембрану 4 и через жидкость действует на мембрану тензопреобразователя. В результате мембрана тензопреобразователя прогибается, что вызывает изменение сопротивления тензорезисторов. Электрический сигнал от тензопреобразователя передается из измерительного блока в электронное устройство 9.



*Рис. 2.1. Схема преобразователей «Сапфир-22 ДИ»
(модели: 2150, 2160, 2170)*

Схема преобразователей «Сапфир-22 ДИ» моделей 2151, 2161, 2171 представлена на рис. 2.2.

Мембранный тензопреобразователь 1 размещен внутри корпуса 2. Измеряемое давление подается в камеру 3 и воздействует на мембрану тензопреобразователя, вызывая ее прогиб и изменение сопротивления тензорезисторов. Полость 4 сообщена с окружающей атмосферой. Электрический сигнал от тензопреобразователя передается из измерительного блока в электронное устройство 6, которое прикреплено к корпусу 5.



*Рис. 2.2. Схема преобразователей «Сапфир-22 ДИ»
(модели: 2151, 2161, 2171)*

Наименование преобразователя, модель, пределы измерений, пределы допускаемой основной погрешности преобразователей «Сапфир-22 ДИ» указаны в таблице.

Каждый преобразователь имеет корректор «нуля» и корректор диапазона. Корректор «нуля» позволяет устанавливать значение выходного сигнала, соответствующее нижнему предельному значению измеряемого параметра. Корректор диапазона позволяет устанавливать верхнее предельное значение и может быть перенастроен на любой верхний предел измерений, указанный для данной модели (см. таблицу).

Наименование преобразователя	Модель	Верхний предел измерений, МПа (кгс/см ²)	Предел допускаемой основной погрешности, ± γ %
Преобразователь измерительный избыточного давления	2150	0,4 (4,0)	0,25; 0,5
		0,6 (6,0)	
		1,0 (10)	
		1,6 (16)	
		2,5 (25)	
То же	2160	4,0 (40)	0,25; 0,5
		6,0 (60)	
		10,0 (100)	
		16 (160)	
>>	2170	25 (250)	0,25; 0,5
		40 (400)	
		60 (600)	
		100 (1000)	
>>	2151	0,4 (4,0)	0,25; 0,5
		0,6 (6,0)	
		1,0 (10)	
		1,6 (16)	
		2,5 (25)	
	2161	4,0 (40)	0,25; 0,5
		6,0 (60)	
		10,0 (100)	
		16 (160)	
>>	2171	25 (250)	0,25; 0,5
		40 (400)	
		60 (600)	
		100 (1000)	

Зависимость между выходным сигналом и измеряемым параметром для преобразователей с возрастающей характеристикой выходного сигнала 4 – 20 мА определяется по формуле

$$I_p = \frac{P}{P_{\max}}(I_{\max} - I_0) + I_0, \quad (2.1)$$

где I_p – расчетное значение выходного сигнала, соответствующее измеряемому параметру P , мА;

P – значение измеряемого параметра, МПа (кгс/см²);

P_{\max} – верхний предел измерений, МПа (кгс/см²);

I_{\max} – верхнее предельное значение выходного сигнала, мА;

I_0 – нижнее предельное значение выходного сигнала, мА.

Расчетные значения выходного сигнала (U_p), выраженные в напряжении постоянного тока, определяют по формуле $U_p = I_p R_{об}$, где $R_{об}$ – значение образцового сопротивления, Ом.

Проведение поверки

Условия поверки

При проведении внешнего осмотра должно быть установлено соответствие преобразователей следующим требованиям:

- 1) поверяемые преобразователи не должны иметь повреждений, препятствующих их применению;
- 2) при периодической поверке преобразователь должен иметь паспорт или заменяющий его документ;
- 3) маркировка преобразователей должна соответствовать данным, указанным в паспорте;
- 4) температура окружающего воздуха – 23 ± 2 °С;
- 5) относительная влажность окружающего воздуха – от 30 до 80 %.

Работоспособность преобразователя проверяют, изменяя измеряемое давление от нижнего предельного значения до верхнего. При этом должно наблюдаться изменение выходного сигнала.

Герметичность преобразователей «Сапфир-22 ДИ» определяют при подаче в измерительную камеру избыточного давления, равного верхнему пределу измерений.

Преобразователь считают герметичным, если после перекрытия канала, подводящего давление, и трехминутной выдержки под давлением (разрядением), указанным выше, в течение последующих 2 мин не наблюдается изменение выходного сигнала. При арбитражных поверках время выдержки должно быть соответственно 15 и 10 мин [2].

Определение основной погрешности и вариации выходного сигнала

Основную погрешность определяют следующими способами:

1. По образцовому прибору на входе преобразователя устанавливают измеряемый параметр, равный номинальному, а по другому образцовому прибору измеряют выходной сигнал преобразователя.

2. По образцовому прибору на выходе преобразователя устанавливают расчетное значение выходного сигнала, соответствующее номинальному значению измеряемого параметра, а по другому образцовому прибору измеряют действительное значение измеряемого параметра.

3. Сравнением выходных сигналов поверяемого и образцового преобразователей.

При проведении поверки применяются следующие средства:

1) манометр грузопоршневой МП-60 I и II разряда (ГОСТ 8291-83) с пределом допускаемой основной погрешности 0,05 % от измеряемого давления в диапазоне измерений от 0,6 до 6 МПа;

2) магазин сопротивлений Р33 (ГОСТ 23737-79), класс точности 0,2, сопротивление до 99999,9 Ом;

3) цифровой вольтметр Щ4313, класс точности 0,015, верхний предел измерений 5 В;

4) блок питания 22 БП-36, обеспечивающий напряжение постоянного тока ($36 \pm 0,72$) В.

Схема включения приборов для измерения выходного сигнала для проведения поверки преобразователей приведена на рис. 2.3 и 2.4.

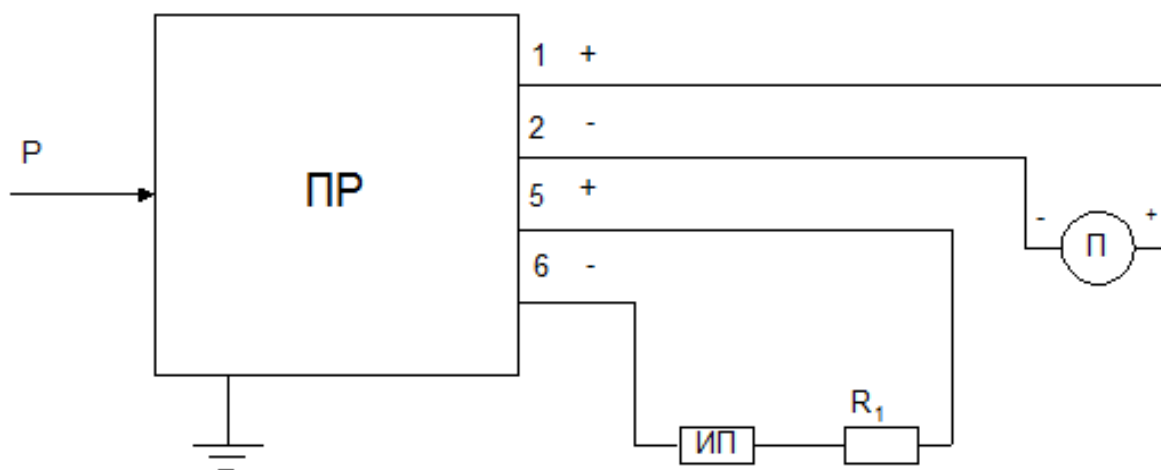


Рис. 2.3. Схема включения преобразователя с предельными значениями выходного сигнала 4 и 20 мА при измерении выходного сигнала, мА: ПР – преобразователь «Сапфир-22 ДИ»; П – источник питания постоянного тока (22 БП-36); R_1 – магазин сопротивлений Р33; ИП – вольтметр цифровой Щ4313; P – измеряемое давление

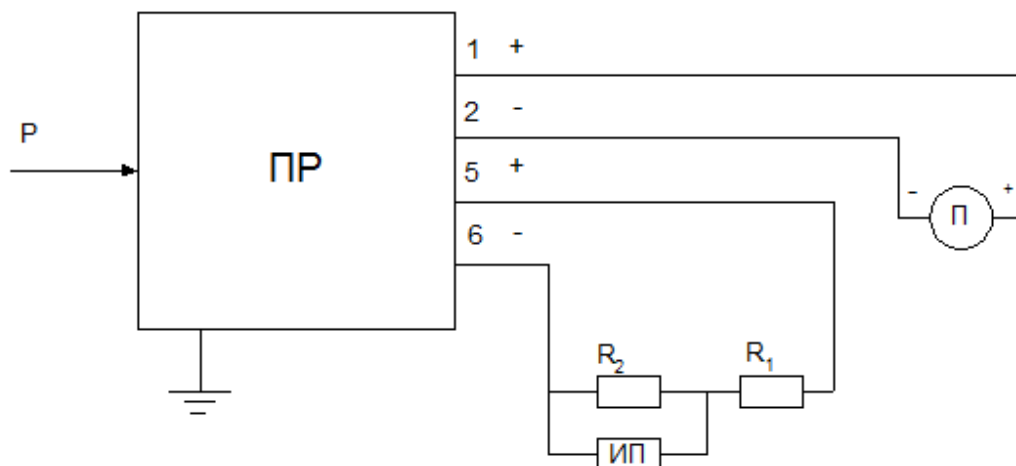


Рис. 2.4. Схема включения преобразователя с предельными значениями выходного сигнала 4 и 20 мА при измерении выходного сигнала по падению напряжения на образцовом сопротивлении: R_1 – магазин сопротивлений P33; R_2 – магазин сопротивлений P4831

При выборе образцовых средств для определения погрешности поверяемого преобразователя должны быть соблюдены следующие условия:

1) при определении значений выходного сигнала, мА,

$$\left(\frac{\Delta_P}{P_{\max}} + \frac{\Delta_1}{I_{\max} - I_0} \right) 100 \leq C\gamma, \quad (2.2)$$

где Δ_P – предел допускаемой абсолютной погрешности образцового прибора, контролирующего входной параметр при давлении или разряде, равном верхнему пределу измерений поверяемого преобразователя, МПа (кгс/см²);

P_{\max} – верхний предел измерений поверяемого преобразователя, МПа (кгс/см²);

Δ_1 – предел допускаемой абсолютной погрешности образцового прибора, контролирующего выходной сигнал при верхнем предельном значении выходного сигнала поверяемого преобразователя, мА;

I_{\max} – верхнее предельное значение выходного сигнала, мА;

I_0 – нижнее предельное значение выходного сигнала, мА ($I_0 = 0$ – для преобразователей с выходными сигналами 0 – 5 и 0 – 20 мА; $I_0 = 4$ мА – для преобразователей с выходными сигналами 4 и 20 мА);

C – коэффициент, равный $\frac{1}{4}$;

γ – предел допускаемой основной погрешности поверяемого преобразователя, % [2];

2) при определении значений выходного сигнала по падению напряжения на образцовом сопротивлении, мВ,

$$\left(\frac{\Delta_P}{P_{\max}} + \frac{\Delta_U}{U_{\max} - U_0} + \frac{\Delta_R}{R_{\text{об}}} \right) 100 \leq C\gamma,$$

где Δ_U – предел допускаемой абсолютной погрешности образцового прибора, контролирующего выходной сигнал при верхнем предельном значении выходного сигнала поверяемого преобразователя, В;

U_{\max} и U_0 – соответственно верхнее и нижнее предельные значения выходного сигнала, определяемые по формулам

$$U_{\max} = I_{\max} R_{\text{об}};$$

$$U_0 = I_0 R_{\text{об}};$$

Δ_R – предел допускаемой абсолютной погрешности образцового сопротивления $R_{\text{об}}$;

$R_{\text{об}}$ – значение образцового сопротивления, Ом (от 100 до 1000 Ом – для преобразователей с предельными значениями выходного сигнала 0 и 20 или 4 и 20 мА).

Основную погрешность преобразователя определяют сравнением действительных значений выходного сигнала с расчетными, определенными по формуле (2.1). В процессе поверки определяют следующие виды погрешностей:

1) абсолютную – разность между действительными значениями выходного сигнала I_i (мА) и расчетными значениями I_p $\Delta_i = I_i - I_p$;

2) относительную – абсолютная погрешность в процентах к расчетному значению выходного сигнала $\delta_i = \frac{\Delta_i}{I_p} 100$;

3) приведенную – абсолютная погрешность в процентах от разности между верхним и нижним значениями выходного сигнала

$$\gamma = \frac{\Delta_i}{I_{\max} - I_0}.$$

Вычисления проводят с точностью до второго знака после запятой. Приведенная погрешность преобразователя при периодической поверке не должна превышать предела допускаемой основной погрешности поверяемого преобразователя γ_n (см. таблицу).

Основную погрешность определяют не менее чем на пяти значениях измеряемой величины, достаточно равномерно распределенных в

диапазоне измерения, в том числе при значениях измеряемой величины, соответствующих нижнему и верхнему предельным значениям выходного сигнала.

Основную погрешность определяют при значении измеряемой величины, полученной при приближении к нему как от меньших значений, так и от больших к меньшим (при прямом и обратном ходе).

Перед поверкой при обратном ходе преобразователь выдерживают в течение пяти минут под воздействием верхнего предельного значения измеряемого параметра, соответствующего предельному значению выходного сигнала.

Вариация выходного сигнала определяется как разность между значениями выходного сигнала, соответствующими одному и тому же значению измеряемого параметра, полученному при прямом и обратном ходе

$$B_i = |I_1 - I_2|,$$

где I_1 и I_2 – действительные значения выходного сигнала соответственно при прямом и обратном ходе, мА.

Вариацию выходного сигнала в процентах от нормирующего значения вычисляют по формуле

$$B = \left| \frac{I_1 - I_2}{I_{\max} - I_0} \right| 100.$$

Вариация выходного сигнала, определяемая при каждом поверяемом значении измеряемого параметра, кроме значений, соответствующих нижнему и верхнему пределам измерений, не должна превышать значения, указанного в ГОСТ 22520-84 и ТУ 25-7431.001-86.

Дополнительная погрешность преобразователей, вызванная изменением температуры окружающего воздуха, выраженная в процентах от диапазона изменения выходного сигнала на каждые 10 °С, не превышает значений γ , определяемых формулой

$$\gamma_{\partial} = 0,7\gamma_t + 0,3\gamma_t \frac{P_{\max}}{P_i},$$

где γ_t принимает значения:

- ±0,25 % для преобразователей со значением $|\gamma|$, равным 0,25;
- ±0,45 % для преобразователей со значением $|\gamma|$, равным 0,5;
- ±0,65 % для преобразователей со значением $|\gamma|$, равным 1,0;

P_{\max} – максимальный верхний предел измерений для данной модели преобразователя;

P_i – действительное значение верхнего предела измерений.

ПРОТОКОЛ ПОВЕРКИ

Модель _____

Верхний предел измерений, МПа _____

Предел допускаемой основной погрешности, \pm % _____

Вариация выходного сигнала не превышает абсолютного значения предела абсолютной допускаемой погрешности $\pm 0,25$ _____

Предельные значения выходных сигналов, мА _____

№ п/п	Значения измеряемого давления, МПа, кгс/см ²	Расчет- ные зна- чения выход- ного сиг- нала, мА	Действительные значения выход- ного сигнала, мА		Погрешности						Вари- ация, %	
			Прямой ход	Обрат- ный ход	Прямой ход			Обрат- ный ход				
					Δ	δ	γ	Δ	δ	γ		
1	0											
2	0,5											
3	1											
4	2											
5	4											

Содержание отчета

1. Описание принципа действия, устройство преобразователей «Сапфир-22 ДИ», их техническая характеристика.
2. Схема включения приборов для проведения поверки преобразователя.
3. Определение основной и дополнительной погрешности.
4. Протокол поверки.
5. Выводы о пригодности поверяемого преобразователя к дальнейшей эксплуатации.

Темы для закрепления

1. Принцип действия и назначение устройства «Сапфир-22 ДИ».
2. Калибровка датчиков давления.
3. Основные погрешности датчиков давления.
4. Методика проведения поверки датчиков давления.
5. Типы выходных сигналов датчиков давления.
6. Принципы измерения, применяемые в датчиках давления.

Библиографический список

1. Преобразователь измерительный «Сапфир-22»: техн. описание и инструкция по эксплуатации. 08919030 ТО. – М. : ВНИИПМ, 1984. – 115 с.
2. Преобразователи измерительные «Сапфир-22»: метод. указания по поверке. МИ 333-83. – М. : ВНИИПМ, 1983. – 31 с.

Лабораторная работа № 3

ИЗУЧЕНИЕ ПРИНЦИПА ДЕЙСТВИЯ И УСТРОЙСТВА ХРОМАТОГРАФА

Цели работы:

1. Изучить принцип действия и устройство хроматографических газоанализаторов.
2. Приобрести навыки, необходимые для работы при выполнении анализа газовых смесей.

Краткие сведения из хроматографии

Хроматографами называют приборы, предназначенные для автоматического анализа многокомпонентных газовых смесей методом хроматографического разделения.

Этот метод состоит в том, что анализируемая смесь разделяется на составляющие компоненты при ее принудительном продвижении через слой неподвижной фазы. Метод циклический, обладает высокой разделительной способностью и позволяет производить качественный анализ исследуемой смеси.

Наибольшее распространение для анализа газов получил способ газоадсорбционной хроматографии. Подвижной фазой в ней является газ, а неподвижной – твердое измельченное вещество с большой поверхностью. Разделение компонентов происходит вследствие их различной способности адсорбироваться на поверхности неподвижной твердой фазы.

На рис. 3.1 показана схема газоадсорбционного хроматографического анализа при разделении смеси газов, состоящей из трех компонентов А, Б, В.

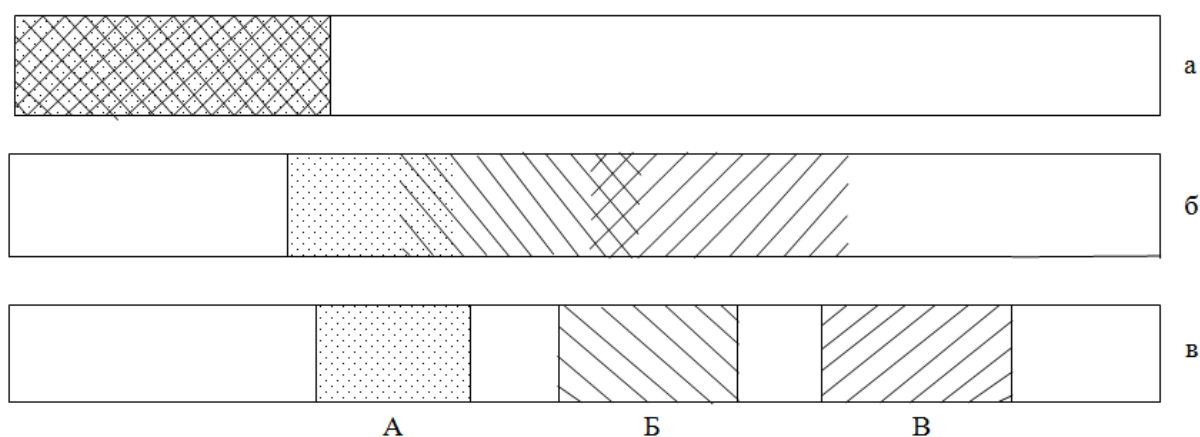


Рис. 3.1. Схема газоадсорбционного хроматографического анализа при разделении смеси газов, состоящей из трех компонентов А, Б, В

Проба анализируемого газа проталкивается каким-либо инертным газом, называемым носителем, через длинную трубку – разделительную колонку, согнутую, например, в виде буквы U или спирали и заполненную измельченным адсорбентом. Вследствие различной сорбируемости компонентов смеси движение их в колонке замедляется по-разному. Чем больше сорбируемость молекул данного компонента, тем больше их торможение, и наоборот. В связи с этим отдельные компоненты смеси продвигаются по колонке с разной скоростью, и через некоторое время вперед уйдет компонент А, как более сорбируемый, затем компонент Б и вслед за ним компонент В.

Таким образом, из хроматографической колонки будут последовательно выходить или газ-носитель, или бинарная смесь: газ-носитель плюс компонент.

При определенных постоянных условиях разделения (температура, расход газа-носителя, свойства адсорбента) время выхода компонента из колонки постоянно, и поэтому время выхода является качественным показателем процесса хроматографического анализа.

Результат анализа газовой смеси обычно фиксируется вторичным самопишущим прибором на диаграммной бумаге в прямоугольных координатах. Хроматограмма анализируемой смеси представляет собой кривую с рядом пиков. При этом появление каждого из них характеризует вид компонента смеси, а его площадь – концентрацию данного компонента.

Лабораторный хроматограф ЛХМ-8МД

Приборы серии ЛХМ-8МД сконструированы в блочном исполнении и имеют следующие блоки (рис. 3.2):

1. Прибор для регистрации хроматограмм – потенциометр КСП-4.
2. Измерительный блок детектора по теплопроводности (ДТ).
3. Измерительный блок для детектора ионизации в пламени (ПИД).
4. Блок программирования температуры в термостате.
5. Термостат с испарителем, дозатором, колонками и детектором.
6. Блок подготовки газов.
7. Дозатор.
8. Ручки регулирования расхода газа-носителя.

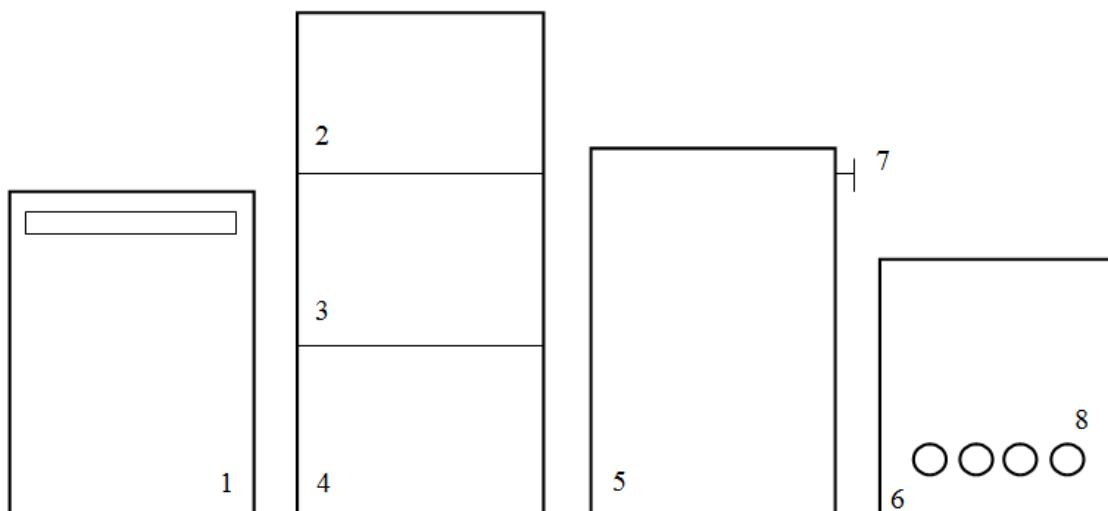


Рис. 3.2. Общий вид прибора

Газ-носитель (воздух) из баллона 1 проходит через осушитель 2 (БПГ) и поступает в кран-дозатор клапанного типа 3. В положении 1 «Отбор» ручка 9 крана-дозатора находится в правом положении, анализируемый газ из баллона 7 проходит через расходомер постоянного перепада 10 и дозирующий объем 4, при этом обе колонки, заполненные сорбентом Полисорб-1, продуваются газом-носителем. Затем дозатор переводится в положение 2. Газ-носитель проходит через дозирующий объем, подхватывает пробу анализируемого газа и переносит ее в хроматографическую колонку К1, где происходит разделение анализируемого газа на составляющие компоненты, а затем в детектор 5 (рис. 3.3).

На рис. 3.4 приведена электрическая схема хроматографа. Основными элементами схемы являются четыре платиновые нити, свитые в двойную спираль и помещенные в ячейки прямого типа, размещенные в корпусе детектора.

Платиновые термосопротивления соединены между собой и образуют неравновесную мостовую схему. Две нити помещены в ячейку, через которую постоянно продувается газ-носитель (сравнительная камера), две другие нити – в рабочий канал. Мост сбалансирован, когда теплопроводность газов в обоих каналах одинакова. Если в рабочем канале появился компонент из анализируемой смеси, теплопроводность газа изменяется, следовательно, изменяются температура и сопротивление нитей, что вызовет разбаланс мостовой схемы. Величина разбаланса моста служит мерой концентрации компонента в газе-носителе в данный момент. Выходной сигнал подается на электронный самопишущий потенциометр КСП-4 и через делитель записывается в виде хроматограммы.

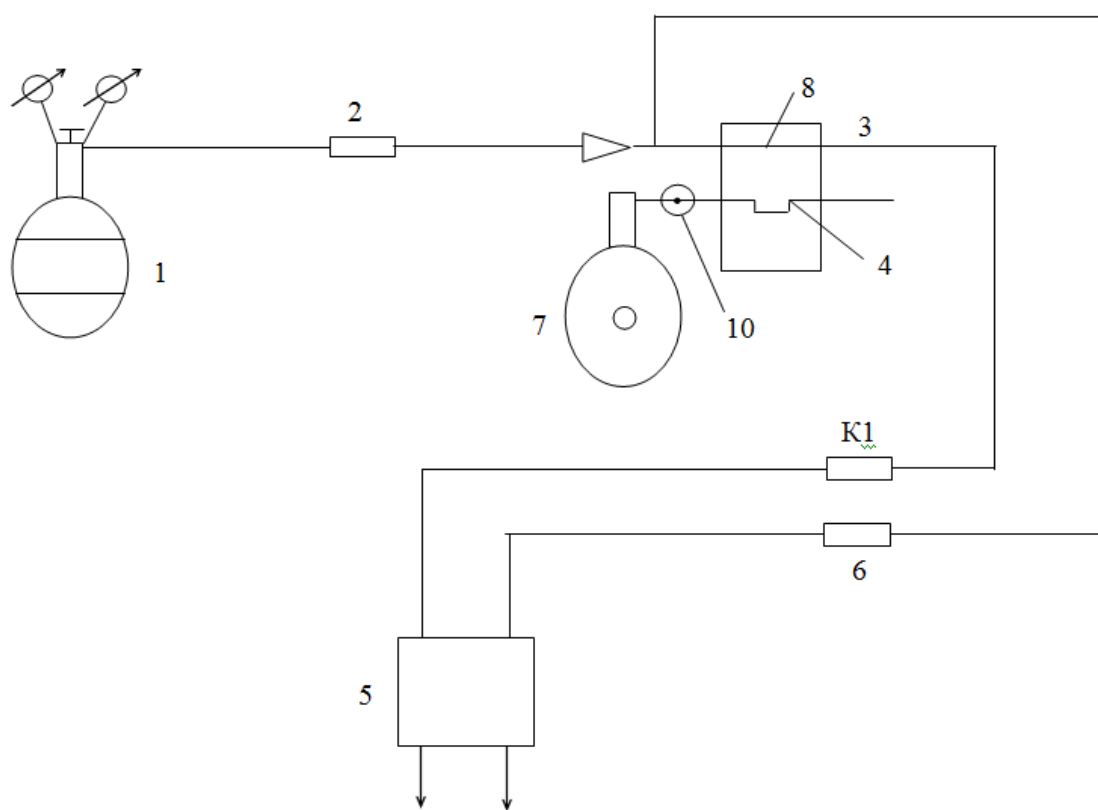
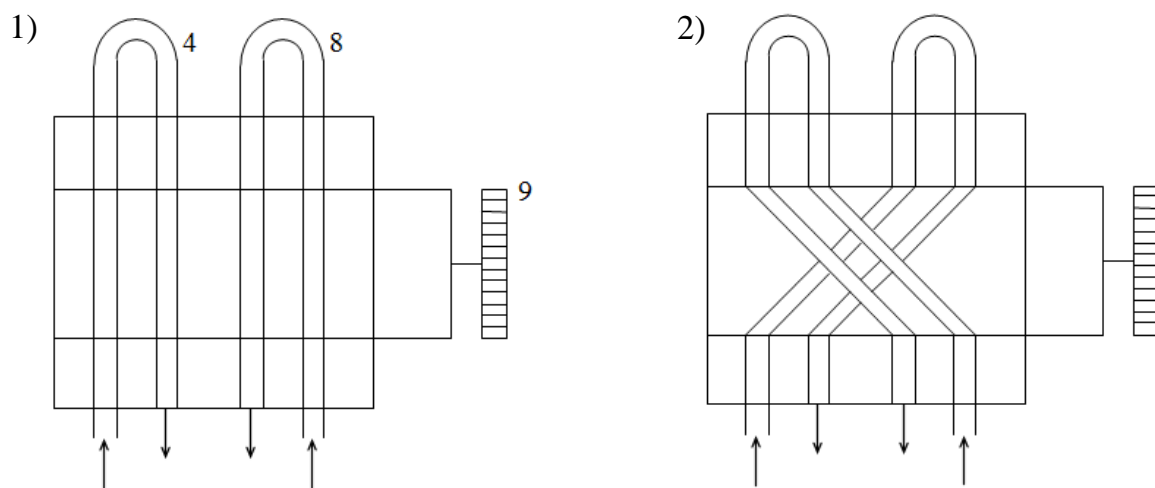


Рис. 3.3. Газовая схема прибора

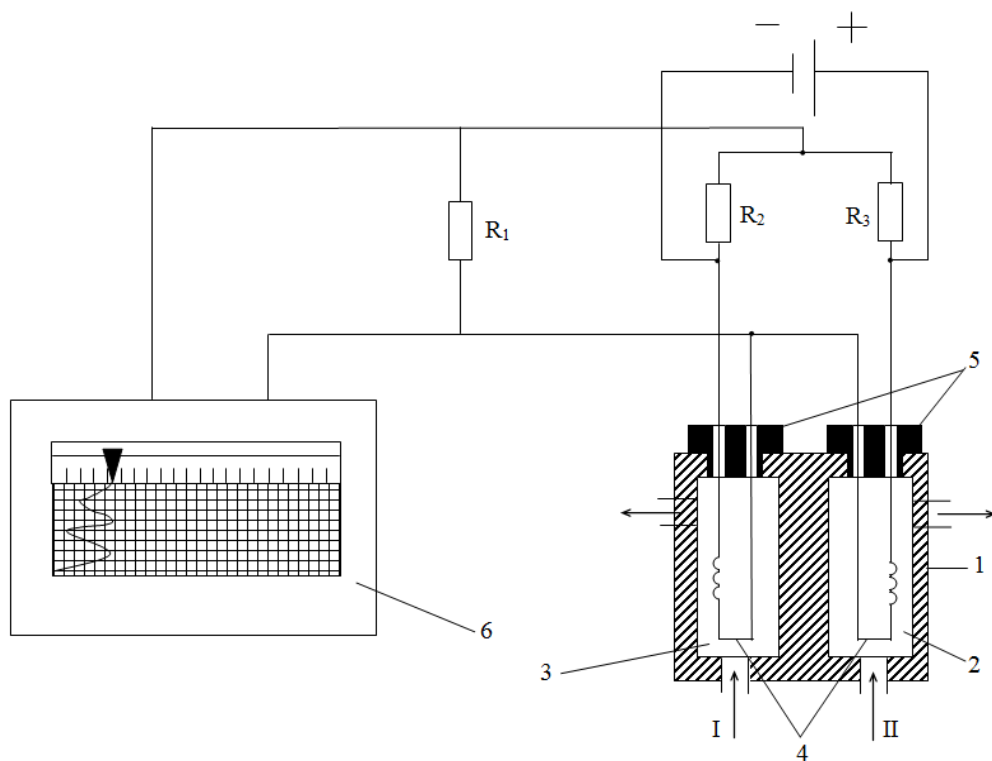


Рис. 3.4. Электрическая схема хроматографа: 1 – корпус детектора; 2 – ячейка прямоочного типа правая; 3 – ячейка прямоочного типа левая; 4 – платиновые нити; 5 – изоляторы детектора; 6 – хроматограф

Определение концентрации компонентов

В результате анализа неизвестной смеси на диаграмме записывается хроматограмма (рис. 3.5). По времени выхода (последовательности) определяют состав смеси: $V_{д1}$ – метан, $V_{д2}$ – этан, $V_{д3}$ – пропан, μ_4 – бутан.

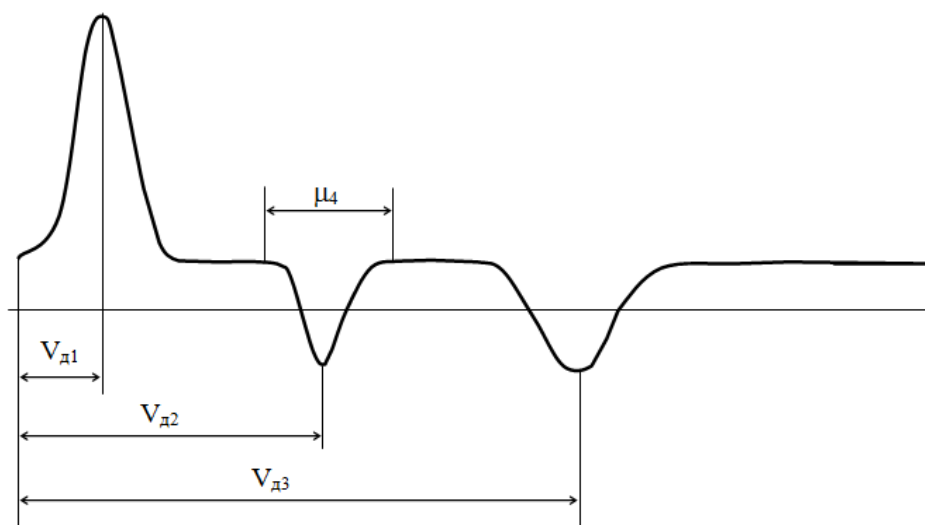


Рис. 3.5. Выходная диаграмма хроматографа

Для определения количества (концентрации) каждого компонента необходимо измерить площадь каждого пика ($F_1 - F_4$) и умножить ее на поправочный коэффициент K (см. таблицу).

Вещество	Поправочные коэффициенты для детектора по ТП	Теплопроводность Вт/(м · К) · 10	Удельная теплопроводность, ккал/м · ч · град
Воздух	–	5,83	1,0
Водород	–	41,6	7,14
Гелий	–	34,8	5,97
Метан	0,45	7,21	1,25
Азот	0,67	5,81	0,996
Этан	0,59	4,36	0,75
Пропан	0,68	3,58	0,615
Бутан	0,68	3,22	0,552
Пентан	0,69	3,12	0,535

Суммарная площадь всех пиков будет соответствовать 100 % концентрации. Концентрация каждого компонента пропорциональна площади его пика

$$C_1 = \frac{F_1 K_1 \cdot 100 \%}{\sum F_i K_i}.$$

Проверка чувствительности по Портеру:

$$S = \frac{F_k S_p V_{г-н}}{V_{л} M_k},$$

где F_k – площадь пика на хроматограмме, см²;

S_p – чувствительность регистратора, мВ/см;

$V_{г-н}$ – скорость газа-носителя, мл/мин;

$V_{л}$ – скорость ленты регистратора, см/мин;

M_k – масса газа, мг, определяемая из расчета, что масса газа, равная в граммах молекулярному весу, занимает объем 22,4 л.

Объем пробы, вводимой на анализ, равен 1 мл.

Эффективность колонки характеризует разделительную способность колонки и определяется величиной, эквивалентной теоретической тарелке (ВЭТТ)

$$\text{ВЭТТ} = \frac{L}{n},$$

где L – длина колонки;

$$n = 16 \left(\frac{V_d}{m} \right)^2 - \text{число теоретических тарелок};$$

V_d – удерживающий объем, см³;

m – ширина пика у основания, см.

Селективность колонки определяется коэффициентом селективности k_c , который может быть выражен как

$$k_c = \frac{m-1}{m+1}, \text{ где } m = V_{d1}/V_{d2}.$$

Порядок проведения анализа

1. С помощью пенного расходомера проверить расход газа-носителя, подаваемого из баллона 1 (давление на входе установить 4 атм.). В случае отличия расхода от нормального (30 мл/мин) с помощью ручек 8 и 9 в блоке подготовки газов установить необходимый расход в обоих каналах (см. рис. 3.3).

2. Включить тумблеры «Сеть» в термостате колонок и на панели измерительного блока 2 (см. рис. 3.2).

3. Включить тумблеры 4 «Питание детектора» и установить ручкой «Питание детектора» стрелку миллиамперметра на деление «100».

4. Включить потенциометр КСП-4 и ручками «Установка нуля» на измерительном блоке установить стрелку потенциометра посередине шкалы.

5. Ручку дозатора 7 вывести в правое положение 1, открыть вентиль баллончика с анализируемым газом (контроль прохождения газа через дозирующий объем проводится с помощью ротаметра (см. рис. 3.3)). Через 5 – 10 с перевести кран-дозатор в положение 2 и определить по секундомеру время от ввода пробы на анализ до времени выхода пика на хроматографе. Баллончик закрыть.

6. По изменению нулевой линии на потенциометре отметить время выхода трех основных компонентов.

7. По хроматограмме рассчитать:

а) чувствительность прибора по Портеру для трех компонентов: (V_{d2} – этан, V_{d3} – пропан, μ_4 – бутан);

б) величину эквивалентной теоретической тарелки (ВЭТТ) для каждого компонента, учитывая, что длина колонки $L = 2,5$ м;

в) концентрацию всех трех компонентов.

Содержание отчета

1. Газовая и электрическая схемы хроматографа.
2. Хроматограмма, полученная в результате анализа неизвестного газа.
3. Результаты обработки хроматограммы: количество газов в смеси, их название и концентрация, чувствительность детектора и ВЭТТ для каждого компонента.

Темы для закрепления

1. Принцип действия и назначение хроматографических газоанализаторов.
2. Хроматографические колонки и их роль в анализе газовых смесей.
3. Типы детекторов, их достоинства и недостатки.
4. Расшифровка хроматограмм.
5. Определение чувствительности хроматографа.
6. Калибровка хроматографических газоанализаторов.

Библиографический список

1. Бонелли, М.-Н. Введение в газовую хроматографию / М.-Н. Бонелли. – М. : Мир, 1970. – 280 с.
2. Фроловский, П. А. Газовая хроматография / П. А. Фроловский. – М. : Недра, 1969. – 214 с.

Лабораторная работа № 4

ПОВЕРКА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО МУТНОМЕРА ТИПА АОМ-202

Цели работы:

1. Изучение назначения, принципа действия, конструкции и технических характеристик волоконно-оптического мутномера.
2. Освоение методики его поверки.

Задание

Провести поверку волоконно-оптического мутномера типа АОМ-202 и сделать вывод о его пригодности к эксплуатации.

Физические основы оптических анализаторов жидкостей

Оптические анализаторы жидкостей предназначены для контроля качества пищевых продуктов. Значение сигнала измерительной информации зависит от взаимодействия потока излучения с анализируемой жидкостью.

Широкое распространение получили немонахроматические анализаторы, использующие излучение, охватывающее весь спектр или его часть, среди них: калориметрические, рефрактометрические, поляриметрические, турбодиметрические, нефелометрические.

Нефелометрические и турбодиметрические анализаторы предназначены для измерения концентрации нерастворенных взвешенных частиц в прозрачных жидкостях и газах (в отфильтрованных винах, пиве, сусле, соках) взвешенными частицами.

В литературе основной метод анализа жидкостей носит название закон Ламберта – Бугера – Бера. При прохождении световой волны через вещество, содержащее растворенные или нерастворенные взвешенные частицы, часть энергии затрачивается на возбуждение колебаний электронов, которые переходят во внутреннюю энергию вещества. Поэтому интенсивность света уменьшается и он поглощается.

Экспериментально Бугером установлено, что интенсивность света при прохождении через вещество убывает по экспоненциальному закону

$$I = I_0 e^{-k \cdot \lambda},$$

где I_0 , I – интенсивность света на входе и выходе из поглощающего слоя;

k – коэффициент поглощения: $k = \chi \cdot C$ – для жидкостей;

χ – показатель поглощения раствора единичной концентрации, м²/моль;

λ – толщина слоя, м;

C – мольная концентрация взвешенных частиц, моль/м³.

Теоретически процесс поглощения был выведен Ламбертом, а для растворов исследован Бером. Для растворов было получено следующее соотношение:

$$I = I_0 \cdot 10^{-\chi\lambda C}.$$

Разделив правую и левую части на I_0 и прологарифмировав их, получаем $\lambda g \frac{I_0}{I} = \chi\lambda C$.

Величину $\chi\lambda C$ называют оптической плотностью и обозначают $D = \chi\lambda C$, т. е. оптическая плотность определяется отношением интенсивности света на входе и выходе из поглощающего слоя $D = \lambda g \frac{I_0}{I}$.

По величине оптической плотности определяют концентрацию взвешенных частиц.

Волоконно-оптический мутномер типа АОМ-202

Назначение и блок-схема мутномера. Мутномер АОМ-202 предназначен для определения оптической плотности сред со взвешенными частицами в диапазоне 0 – 1,5 и для управления сепараторами в производстве белково-витаминных концентратов.

Блок-схема мутномера представлена на рис. 4.1.

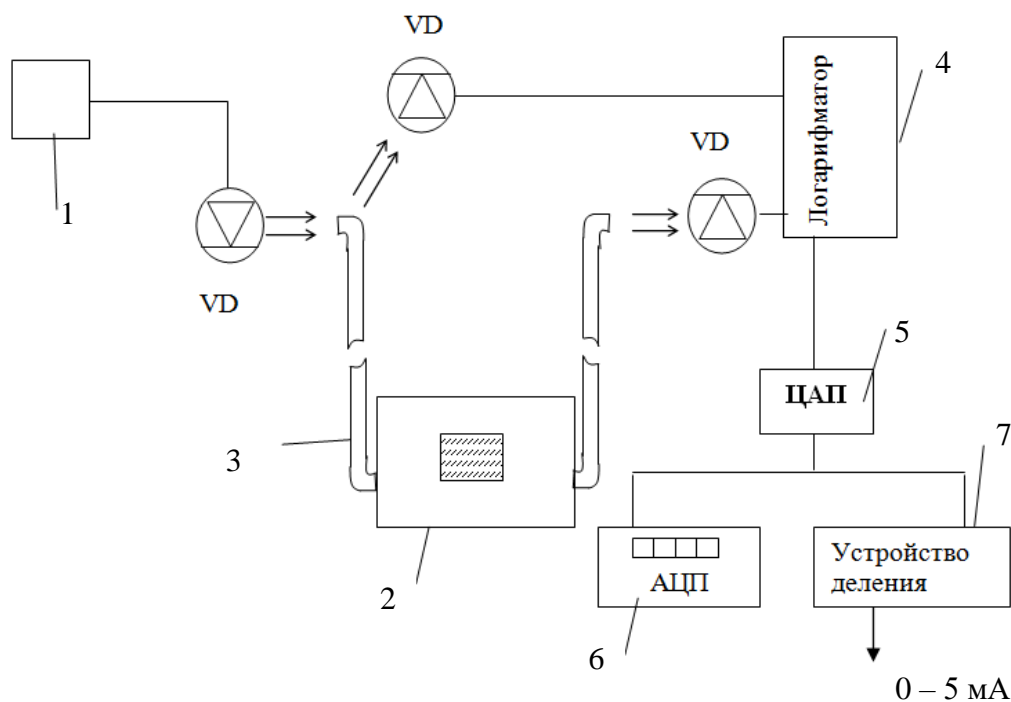


Рис. 4.1. Функциональная схема мутномера

Импульсы генератора 1 питают светодиод VD1, ИК-импульсы которого попадают на оптрод 2 с анализируемой средой. Пройдя его, они вызывают импульсы фототока в фотодиоде VD2. Свет, отраженный от входного торца волоконно-оптического жгута 3, вызывает импульсы фототока в фотодиоде VD3, таким образом на логарифматор 4 поочередно подаются измерительный и опорный импульсы фототока: $U_{\text{изм}}$ – пропорциональный интенсивности света, прошедшего через исследуемый образец, $U_{\text{оп}}$ – пропорциональный интенсивности света, отраженного от торцов оптрода.

В свою очередь, на выходе логарифматора формируется последовательность импульсов в момент времени t_1 и t_2

$$U(t_1) = \lg U_{\text{изм}}; U(t_2) = \lg U_{\text{оп}}.$$

ЦАП 5 формирует непрерывный сигнал оптической плотности $U_{\text{ЦАП}} = \lg\left(\frac{U_{\text{оп}}}{U_{\text{изм}}}\right)$, который поступает на АЦП 6 с цифровой индикацией и устройство деления 7, формирующее выходной унифицированный сигнал постоянного тока 0 – 5 мА для дистанционной передачи сигнала оптической плотности на периферийные устройства (контроллер, ПК).

Результат не зависит от колебаний источника света, температурной погрешности, а зависит только от пропускания измеряемой среды.

Конструктивные особенности мутномера типа АОМ-202

Органы управления и индикации. Мутномер представляет собой измерительную систему, состоящую из оптико-электронного блока, оптрода (проточного или лабораторного) и световодных жгутов.

Лабораторный оптрод (рис. 4.2) представляет собой пластмассовый корпус 1, в торцах которого установлены линзы 2, обеспечивающие параллельный световой поток в измеряемой среде, помещаемой в стеклянных кюветах 3. Световой жгут 4 длиной 0,7 м фиксируется в разьемах гайками 5. Лабораторный оптрод предназначен для лабораторных исследований.

Проточный оптрод представляет собой сварной корпус, закрепляемый в непосредственной близости от места отбора анализируемого раствора, который подается и отводится в исходную емкость через штуцер. Световодные жгуты, закрепленные в разъемах, имеют длину 10 м. Проточный оптрод служит для непрерывных автоматических измерений в потоке.

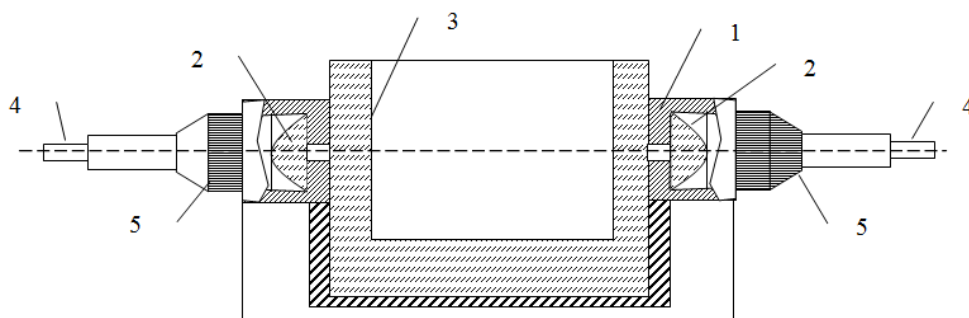


Рис. 4.2. Лабораторный оптрод

Опико-электронный блок (рис. 4.3) предназначен для щитового монтажа. Устройство индикации представляет собой четырехразрядное цифровое табло. На передней панели имеются кнопка «ВКЛ» для подключения к сети; кнопка АВТО «О» для установки на цифровом табло начальных значений оптической плотности; светодиод «Авария» для сигнализации о загрязнении кюветы или оптики оптрода. На задней панели расположены оптические разъемы для подключения оптродов 1, сетевой шнур 2, предохранитель 3, клемма заземления 4 и штепсельный разъем ВЫХОД для настройки внешних устройств и выхода унифицированного сигнала постоянного тока 0 – 5 мА.

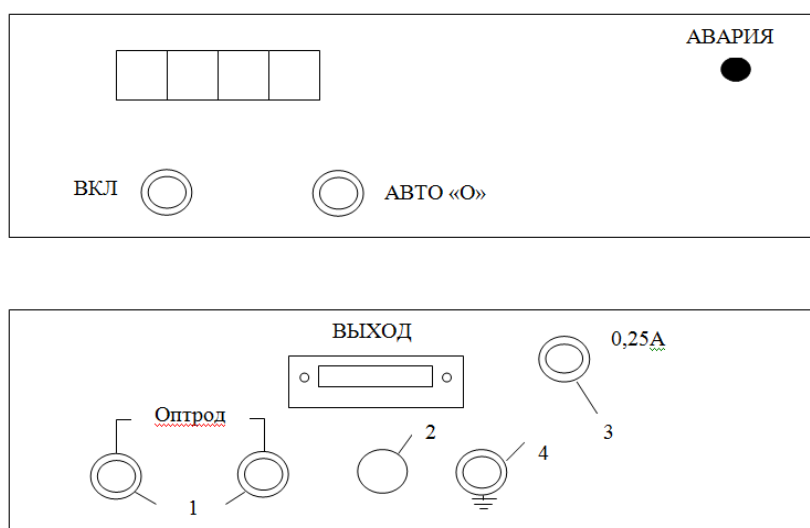


Рис. 4.3. Опико-электронный блок

Порядок выполнения работы

Поверка – это определение погрешности средств измерения с целью установки их пригодности к эксплуатации. Поверка мутномера сводится к проверке значений оптической плотности контрольных светофильтров.

1. Включить мутномер нажатием кнопки ВКЛ на лицевой панели, дать прогреться в течение 10 мин.

2. Нажатием кнопки АВТО «О» добиться показания мутномера в диапазоне от $-0,01$ до $+0,01$ (желательно от $-0,002$ до $+0,002$).

3. Установить последовательно светофильтры № 8, 9, 10, для каждого из них провести по пять измерений оптической плотности. Результаты занести в таблицу.

Номер светофильтра	Оптическая плотность					Абсолютная погрешность				
	Паспортные значения	Измеренные значения								
		1	2	3	4	5	1	2	3	4
8	0,223									
9	0,669									
10	1,462									

Определить абсолютную погрешность оптической плотности для каждого светофильтра как разность между паспортными и измеренными значениями оптической плотности.

Мутномер признан пригодным к эксплуатации, если ни одно измеренное значение оптической плотности не отличается от паспортного более чем на $\pm 0,015$.

Содержание отчета

1. Название работы, цель.
2. Заполнение таблицы.
3. Изучение конструкции и принципа работы мутномера по рис. 4.1 – 4.3.
4. Вывод о пригодности мутномера к эксплуатации.

Темы для закрепления

1. Назначение и основные типы оптических анализаторов.
2. Основной закон оптических методов анализа жидкостей.
3. Назначение и блок-схема волоконно-оптического мутномера АОМ-202.
4. Конструкция, органы индикации и контроля мутномера.
5. Методика поверки мутномера.

Библиографический список

1. Датчики измерительных систем. В 2 кн. Кн. 1 / Ж. Аш [и др.] : пер. с фр. – М. : Мир, 1992. – 480 с.
2. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин / Е. С. Левшина, Л. В. Новицкий. – М. : Машиностроение, 1983. – 315 с.
3. Электронные измерительные системы для контроля мелких перемещений / Ю. Д. Виноградов [и др.]. – М. : Машиностроение, 1967. – 142 с.
4. Измерение электрических и неэлектрических величин : учеб. пособие для вузов / Н. Н. Евтихиева [и др.] ; под общ. ред. Н. Н. Евтихиева. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 349 с.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В учебном пособии изложен учебно-практический курс по техническим измерениям и приборам, рассматривающий основные виды и методы технических измерений, современные методы измерения как электрических, так и неэлектрических величин.

Выполнение лабораторных работ по закреплению знаний об устройстве и действии измерительной техники позволяет приобрести навыки самостоятельной работы, в частности, решения различных задач в области измерительных процессов.

Актуальным направлением дальнейшего развития технических измерений следует рассматривать усовершенствование приборов, предназначенных для измерения и контроля технологических процессов.

Стремительное развитие компьютерных технологий способствует развитию интеллектуальных измерительных систем, которые способны выполнять функции измерения, контроля и управления в режиме реального времени. Особенностью перспективных интеллектуальных измерительных систем является их способность принимать самостоятельные решения на основе текущей информации об измеряемом объекте, а также о внутреннем состоянии самой системы.

Разработка интеллектуальных измерительных систем позволяет создавать алгоритмы измерений, учитывающие рабочую, вспомогательную и промежуточную информацию о свойствах объекта измерений и условиях измерений. Интеллектуальные алгоритмы, способные к перенастройке в соответствии с изменяющимися условиями функционирования, повышают быстродействие и метрологический уровень измерений.

Создание новых, более совершенных и точных средств измерений предопределяет прогресс по всем направлениям науки и техники.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Багдасарова, Т. А. Допуски и технические измерения: Лабораторно-практические работы : учеб. пособие / Т. А. Багдасарова. – М. : Академия, 2008. – 448 с. – ISBN 978-5-4468-0390-3.
2. Виноградов, Ю. Д. Электронные измерительные системы для контроля малых перемещений / Ю. Д. Виноградов, В. М. Машинистов, С. А. Розентул. – М. : Машиностроение, 1976. – 142 с.
3. Гаврилова, А. Н. Электротехнические измерения. Задачи и упражнения : учеб. для ссузов / А. Н. Гаврилова, Е. Ф. Сысоева. – М. : КноРус, 2011. – 256 с. – ISBN 978-5-406-00196-7.
4. Датчики измерительных систем : в 2 кн. / Ж. Аш [и др.]. – М. : Мир, 1992. – 424 с.
5. Завистовский, В. Э. Допуски, посадки и технические измерения : учеб. пособие / В. Э. Завистовский, С. Э. Завистовский. – Минск : РИПО, 2012. – 277 с. – ISBN 978-5-16-015152-6.
6. Зайцев, С. А. Допуски и технические измерения : учеб. для нач. проф. образования / С. А. Зайцев, А. Д. Куранов, А. Н. Толстов. – 10-е изд., стер. – М. : Академия, 2013. – 304 с. – ISBN 978-5-4468-0041-4.
7. Иванова, Г. М. Теплотехнические измерения и приборы / Г. М. Иванова, Н. Д. Кузнецов, В. С. Чистяков. – М. : МЭИ, 2007. – 460 с. – ISBN 978-5-383-00155-4.
8. Измерение электрических и неэлектрических величин : учеб. пособие для вузов / Н. Н. Евтихийев [и др.] ; под общ. ред. Н. Н. Евтихьева. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 349 с.
9. Катупития, Я. Управление электронными устройствами на C++. Разработка практических приложений / Я. Катупития, К. Бентли. – М. : ДМК Пресс, 2016. – 442 с. – ISBN 978-5-97060-175-4.
10. Клименков, С. С. Нормирование точности и технические измерения в машиностроении : учебник / С. С. Клименков. – М. : Инфра-М ; Новое Знание, 2013. – 248 с. – ISBN 978-5-16-006881-7.
11. *Он же*. Нормирование точности и технические измерения в машиностроении : учебник / С. С. Клименков. – М. : Инфра-М, 2016. – 304 с. – ISBN 978-5-16-006554-4.
12. *Он же*. Нормирование точности и технические измерения в машиностроении : учебник / С. С. Клименков. – М. : Инфра-М, 2018. – 192 с. – ISBN 978-5-16-006898-9.

13. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин / Е. С. Левшина, Л. В. Новицкий. – М. : Машиностроение, 1983. – 315 с.

14. Миронов, Э. Г. Метрология и технические измерения : учеб. пособие (бакалавриат) / Э. Г. Миронов, Н. П. Бессонов. – М. : КноРус, 2015. – 48 с. – ISBN 978-5-406-00912-3.

15. Рачков, М. Ю. Технические измерения и приборы / М. Ю. Рачков. – М. : МГИУ, 2007. – 200 с. – ISBN 978-5-2760-1184-4.

16. Соломахо, В. Л. Нормирование точности и технические измерения : учеб. пособие / В. Л. Соломахо. – Минск : Изд-во Гревцова. – 2011. – 360 с. – ISBN 978-985-6954-20-0.

17. Трофимова, М. С. Метрология и технические измерения : лаб. практикум / М. С. Трофимова, Е. А. Куликова. – М. : РУСАЙНС, 2018. – 142 с. – ISBN 978-5-4365-2605-8.

18. Шишмарев, В. Ю. Технические измерения и приборы : учебник / В. Ю. Шишмарев. – М. : Академия, 2010. – 384 с. – ISBN 978-5-7695-6623-3.

19. *Он же*. Технические измерения и приборы : учеб. для студентов учреждений высш. проф. образования / В. Ю. Шишмарев. – 2-е изд., испр. – М. : Академия, 2012. – 383 с. – ISBN 978-5-7695-8764-1.

20. *Он же*. Электротехнические измерения : учеб. для студентов учреждений сред. проф. образования / В. Ю. Шишмарев. – М. : Академия, 2013. – 304 с. – ISBN 978-5-7695-7419-1.

Периодические издания

1. Magertein, J. H. Digitally programmable ratio transformer bridge / J. H. Magertein, T. M. Sanders, Jr. // Rev. Set. Instrum., 46. – 1975. – P. 1653 – 1655.

2. Matey, J. R. Bridge for measurement of low resistance Rev / J. R. Matey, S. B. Dierker, A. C. Anderson // Sci. Instrum. – 1979. – Pp. 78 – 82.

Дополнительная литература

1. Басталь, В. Измерения в промышленности : справочник / В. Басталь. – М. : Metallurgy, 1980. – 648 с.
2. Краус, М. Измерительные информационные системы / М. Краус, Э. Вошни : пер. с нем. Е. А. Чалого и В. И. Азовцева ; под ред. Я. В. Малкова. – М. : Мир, 1975. – 310 с.
3. Левина, М. И. Основы электроизмерительной техники / М. И. Левина. – М. : Энергия, 1971. – 544 с.
4. Лейтман, М. Б. Компенсационные измерительные преобразователи электрических величин / М. Б. Лейтман, А. М. Мелик-Шахназаров. – М. : Энергия, 1978. – 224 с.
5. Логинов, В. Н. Электрические измерения механических величин / В. Н. Логинов. – М. : Энергия, 1970. – 79 с.
6. Сорокин, И. М. Основы радиоизмерительной техники / И. М. Сорокин. – М. : Энергия, 1976. – 312 с.
7. Тартаковский, Д. Ф. Метрология, стандартизация и технические средства измерений : учеб. для студентов вузов / Д. Ф. Тартаковский, А. С. Ястребов. – М. : Высш. шк., 2001. – 198 с. – ISBN 5-06-003796-7.
8. Федоров, А. М. Диодные компенсационные вольтметры / А. М. Фролов. – М. : Изд-во стандартов, 1976. – 147 с.
9. Zuch, E. L. Data acquisition and conversion handbook / E. L. Zuch. – USA : Datel Intersil, Mansfield, 1979. – 242 p.

Учебное издание

ДЕНИСОВ Максим Сергеевич

ТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ

Учебно-практическое пособие

Редактор А. П. Володина

Технический редактор Ш. В. Абдуллаев

Корректор Н. В. Пустовойтова

Компьютерная верстка Л. В. Макаровой

Выпускающий редактор А. А. Амирсейидова

Подписано в печать 03.07.21.

Формат 60×84/16. Усл. печ. л. 8,6. Тираж 50 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.