

Р. ТИЛЬ



ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Р. ТИЛЬ

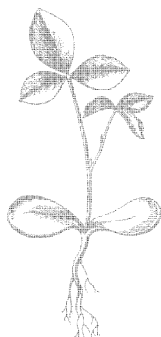
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

**ВТОРОЕ ИЗДАНИЕ, ПЕРЕРАБОТАННОЕ
И ДОПОЛНЕННОЕ**

Перевод с немецкого И. П. Кужекина



**МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1987**



Scan AAW

ББК 30.10
Т 40
УДК 621.317.39

Рецензент Е. Г. Шрамков

THIEL R.

ELEKTRISCHES MESSEN NICHELEKTRISCHER GRÖSSEN.
Teubner, Stuttgart, 1983.

Тиль Р.

Т 40 Электрические измерения неэлектрических величин: Пер. с нем. — М.: Энергоатомиздат, 1987.— 192 с. ил.:

Основное внимание в книге уделено собственно измерениям неэлектрических величин: методам измерений, схемным вопросам, касающимся процесса измерений, начиная от получения измерительной информации, необходимых преобразований измерительных сигналов, погрешностям измерений, помехам и др. В книге нашли отражение современные технические средства, применяемые для измерений.

Для инженерно-технических работников различных отраслей промышленности.

Т 2302010000-004
051(01)-87 — 141-87

ББК 30.10

ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ИЗДАНИЕ

Р. Тиль

**ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ВЕЛИЧИН**

Редактор издательства *Э. К. Биленко*
Художественный редактор *А. Т. Кирьянов*
Технический редактор *Н. П. Собакина*
Корректор *З. Б. Драновская*

ИБ № 1751

Сдано в набор 24.07.86. Подписано в печать 08.10.86. Формат 84×108^{1/32}. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 10,08. Усл. кр.-тт. 10,40. Уч.-изд. л. 10,45. Тираж 20 000 экз. Заказ 596. Цена 70 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Владимирская типография Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 600000, г. Владимир, Октябрьский проспект, д. 7

© В. G. Teubner, Stuttgart, 1983

© Перевод на русский язык. Энергоатомиздат, 1987

ОТ ПЕРЕВОДЧИКА

Предлагаемая читателям книга посвящена очень важной, быстро развивающейся области измерительной техники — электрическим измерениям неэлектрических величин. При этом используются собственно датчики или чувствительные элементы, преобразующие измеряемые физические величины в электрические, измерительные схемы, с помощью которых электрические величины трансформируются в наиболее пригодную для обработки и регистрации форму и подводятся к измерительному прибору, а также разнообразные регистрирующие и обрабатывающие поступающую информацию устройства.

Развитие техники электрических измерений неэлектрических величин тесно связано с прогрессом в таких областях, как полупроводниковая и лазерная техника, микроэлектроника, телеметрия, вычислительная и информационная техника, кибернетика и др. Поэтому сама техника электрических измерений неэлектрических величин качественно быстро изменяется, и состояние этой области измерительной техники на современном этапе сильно изменилось за последние годы. Поэтому книги, изданные сравнительно недавно по этим вопросам¹, сегодня уже не дают представления об уровне развития этой области измерительной техники.

Данная книга представляет собой перевод с немецкого второго издания расширенного конспекта лекций, читаемых профессором доктором-инженером Романом

¹ Глаголевский Б. А., Пимен И. Д. Электротензометры сопротивления. Л.: Энергия, 1972.

Логинов В. Н. Электрические измерения механических величин. М.: Энергия, 1976.

Левшин Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи. Л.: Энергоатомиздат, 1983.

Справочник по средствам автоматизации/Под ред. В. Э. Нисе и И. В. Антика. М.: Энергоатомиздат, 1983.

Тилем в Техническом высшем училище, г. Дармштадт, ФРГ. В ней отражен опыт, приобретенный автором за десятки лет работы в различных исследовательских организациях и учебных заведениях. Он занимался разработкой электронно-лучевых осциллографов высокого напряжения, исследованиями ветроэнергетических установок, дистанционного управления летательными аппаратами, измерениями при испытаниях аэродинамических моделей и т. д.

В книге, помимо систематизированного изложения основных принципов построения датчиков для электрических измерений неэлектрических величин, много внимания уделяется современным методам обработки результатов измерений, направленных в основном на автоматизацию процесса обработки с использованием элементов вычислительной техники.

Книга предназначена главным образом для студентов и инженеров, изучающих вопросы измерений, поэтому в ней содержатся примеры расчетов параметров измерительных устройств, которые поясняют излагаемый автором материал.

Можно надеяться, что книга будет с интересом встречена советскими читателями. Ваши отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электрические измерения неэлектрических величин имеют большое значение в современной технике. В настоящее время имеются серийные приборы и устройства, которые позволяют проводить практически любые измерения. Однако представляется экономически нецелесообразным создать универсальное измерительное устройство, пригодное на все случаи, и при решении конкретных задач измерений создаются специальные измерительные системы, включающие разнообразные приборы и выполняемые различными методами. Например, для численной обработки большого количества данных измерений практически нет универсальной ЭВМ, однако по мере надобности могут быть использованы специальные приборы для анализа измеряемых величин.

Для правильного выбора и оптимального использования способов измерения и приборов необходимо знать принцип действия и характеристики приборов в различных условиях их применения. В книге приведены необходимые сведения в этой области, полезные как студентам, так и инженерам. В ней в первую очередь рассматривается техника измерений, т. е. применение способов измерений. При изложении материала предполагается, что читатели знакомы с основами электрических измерений.

В начале книги излагаются общие принципы практического применения электрических измерений неэлектрических величин, важнейшие виды измерительных датчиков, схемы их включения и даются краткие указания по их использованию. Далее рассматриваются измерительные цепи, содержащие преобразователи измеряемых параметров, схемы согласования с измерительными усилителями различного рода, а также дается обзор регистрирующих приборов.

Большое значение для сложных измерительных систем имеют описываемые в книге устройства дистанцион-

ной передачи и телеизмерений измеряемых величин. Так как обработка измеряемых величин производится с помощью специальных электронных анализаторов, дается их обзор. Затем обсуждаются проблемы, возникающие при работе с измерительными цепями: согласование параметров измерительных элементов при совместной работе, снижение напряжения помех, повышение чувствительности, уменьшение погрешности и увеличение надежности измерений.

Описание измерительных датчиков разного исполнения и назначения завершается рекомендациями по практическому применению способов измерения различных неэлектрических величин. Даются параметры измерительных элементов и на примерах определяются их численные значения, приводятся основы количественной оценки параметров датчиков и измерительных схем, необходимые для практического применения.

Так как основными элементами измерительных схем являются усилители, электронные модули, измерители, числовые элементы и др., измерительные системы целесообразно представлять в виде структурных схем с пояснением принципа действия и применения отдельных электронных приборов и устройств, с указанием на них направлений перемещения сигналов, не вдаваясь в подробное описание схем.

Роман Тиль

1. ВВЕДЕНИЕ

Развитие науки и техники на современном этапе немыслимо без применения электрических измерений неэлектрических величин. Они необходимы при проведении исследований, разработке, экспериментальной проверке, испытаниях, контроле качества продукции, а также при создании устройств управления, регулирования и автоматизации.

1.1. ИЗМЕРЯЕМЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Электрические измерения неэлектрических величин заключаются в преобразовании этих величин в электрические с использованием разных физических явлений для их дальнейшей обработки.

В табл. 1 приведены примеры неэлектрических величин для демонстрации их максимальных x_{max} и минимальных x_{min} значений и их отношения x_{max}/x_{min} . Максимальное значение соответствует наибольшему измеряемому значению, которое может потребоваться, минимальное — наименьшему, которое еще можно измерить (см. § 6.2).

Т а б л и ц а 1. Диапазоны изменений измеряемых неэлектрических величин

Величина	x_{min}	x_{max}
Удлинение ϵ , мкм/м	10^{-2}	10^5
Расстояние s , м	10^{-6}	10
Угол поворота α , град	$10^{-6} \cdot 360$	360
Частота вращения, мин ⁻¹	$4 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^5$
Ускорение a , м/с ²	10^{-5}	10^6
Сила F , Н	$2 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^7$
Давление P , Па	1	10^9
Время t , с	10^{-10}	10^9
Температура T , К	10^{-6}	10^{12}

Вычисленные по данным табл. 1 значения x_{\max}/x_{\min} составляют 10^6 — 10^{19} , однако может потребоваться измерение отношения 10^9 — 10^{28} , а в дальнейшем и до 10^{42} . Хотя не все эти отношения наглядно могут быть восприняты, они показывают, какие высокие требования могут быть предъявлены при электрических измерениях неэлектрических величин. Обеспечить измерения во всем диапазоне одним универсальным измерительным устройством практически невозможно и экономически нецелесообразно.

Различные измерительные системы и способы измерений требуются не только для отличающихся измеряемых величин, но и для разных диапазонов их изменения. Поэтому для оптимального выбора и правильного использования измерительных устройств необходимо иметь общее представление об электрических измерениях неэлектрических величин.

1.2. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

На рис. 1 изображена принципиальная структурная схема устройства для электрического измерения неэлектрических величин. Измерительная цепь состоит из таких элементов, как датчик D , устройство согласования C , числовой регистратор или устройство для числовой обработки O , выходной прибор $ВП$. Выделение измерительных элементов выполнено в соответствии с их функциями в измерительном устройстве. Обработка результатов измерений может производиться либо в процессе измерений, либо после измерений. В преобразователях

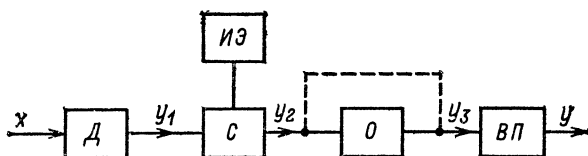


Рис. 1. Структура устройства для электрических измерений неэлектрических величин:

D — датчик (например датчик силы, см. § 7.7); C — схема согласования (например, измерительный усилитель с несущей частотой, см. § 3.3); O — устройство для регистрации и обработки данных (например, процессор, электронная вычислительная машина или анализатор, см. гл. 4); $ВП$ — выходной прибор (например, регистрирующий прибор, см. § 3.4); $ИЭ$ — вспомогательный источник энергии (например, генератор тока); x — входная измеряемая величина; y — измерительные сигналы и выходная величина

измеряемых величин один прибор выполняет функции датчика и согласующего устройства (см. § 1.3, 3.2).

При оценке способов измерения учитываются возможность согласования измеряемых величин, диапазоны измерений, частота, чувствительность, значение помех, а также возможность аналогового и числового многоканального измерения, передачи измеряемого сигнала на расстояние и телеизмерений, автоматизированной обработки результатов, точность и надежность.

1.3. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Чувствительный элемент (зонд, измерительный элемент) представляет собой специальный преобразователь неэлектрической величины в электрическую, включенный в измерительную цепь.

Датчик включает в себя чувствительный элемент и все остальные элементы, необходимые для преобразования физической величины в электрическую. В некоторых случаях чувствительный элемент является датчиком, например тензорезистор или термоэлемент.

Измерительный преобразователь (преобразователь сигнала) представляет собой обычно прибор, в котором входной аналоговый сигнал в соответствии с характеристиками прибора преобразуется в аналоговый выходной сигнал.

Преобразователь измеряемой величины — измерительный преобразователь, в котором входной и выходной сигналы имеют разную физическую природу. Датчик часто является преобразователем измеряемой величины. Так, термоэлемент преобразует входной сигнал — температуру в выходной — электрическое напряжение. Преобразователи измеряемой величины применяются чаще всего в устройствах регулирования промышленных процессов, структурная схема которых и изображение направлений сигналов показаны на рис. 2.

Преобразователь значения измеряемого сигнала имеет на входе и выходе сигналы одной физической природы.

Унифицированный преобразователь (трансмисмиттер) имеет нормированный диапазон сигнала на выходе (см. § 3.2). В унифицированном преобразователе, состоящем из датчика и схемы согласования (см. рис. 1), измеряемая физическая величина преобразуется в электрическую.

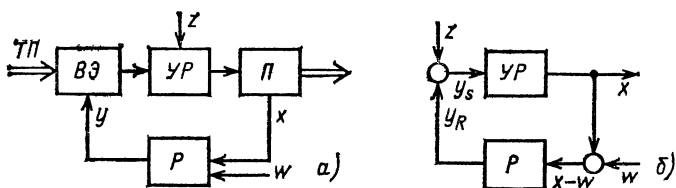


Рис. 2. Структурная схема цепи регулирования (а) и изображение направления сигналов (б) согласно DIN19226:

ТП — процесс (изменение энергии, перемещение материала или массы); *УР* — участок регулирования; *П* — преобразователь измеряемой величины; *Р* — регулятор; *ВЭ* — элемент, воздействующий на процесс; *х* — регулируемая (изменяемая) величина; *у* — управляющая величина; *W* — задающая величина; *z* — величина, вызывающая отклонение процесса (помеха)

кую определенного уровня. Входными сигналами такого преобразователя могут быть различные физические величины, например температура, сила и т. д., а выходными — ток, напряжение или частота.

Согласно DIN/VDE2600 нормированные сигналы постоянного тока должны находиться в диапазонах $0 \div \pm 5$ или $0 \div \pm 20$ мА. В некоторых случаях используют устройства со смещенным нулем. В них диапазоны тока сужены: $\pm 1 \div \pm 5$ мА или $\pm 4 \div \pm 20$ мА. По отклонениям токов покоя от нижних значений указанных диапазонов обнаруживаются различные неисправности, например повреждения регистрирующего прибора или в питающей сети, обрыв соединительного провода, по которому поступает измеряемый сигнал. При необходимости регулирования границы диапазона токовых сигналов должны лежать в пределах: нижняя — от 0 до 5 мА, верхняя — от 12 до 25 мА. В устройствах с нормированными токовыми сигналами допускается применение различных измерительных приборов с внутренним сопротивлением не более 1 кОм.

Нормированные значения диапазонов сигналов напряжения составляют $0 \div \pm 10$ и $0 \div \pm 1$ В, причем внутреннее сопротивление измерительных приборов не должно быть менее 1 кОм.

При использовании в качестве выходной величины частоты рекомендуемый диапазон ее изменения составляет 5—25 Гц.

В пневматических системах нормировано давление газа. Оно должно находиться в диапазоне 0,02—0,1 МПа.

2. ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

2.1. АКТИВНЫЕ И ПАССИВНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

При преобразовании неэлектрической величины в электрическую используются два принципа: воздействие на электрические параметры (пассивный чувствительный элемент) и генерирование электрического сигнала (активный).

Пассивные элементы воздействуют на электрические параметры через механический контакт, путем использования физических зависимостей, а также посредством компенсации расстояния s или силы F . Они воздействуют на сопротивления, индуктивности и емкости, а также на токи, напряжения, интенсивность излучения. Активные элементы генерируют электрические сигналы (напряжение, ток, заряд) путем преобразования механической, тепловой, световой или химической энергии.

2.2. РЕЗИСТИВНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

2.2.1. Принцип действия

Чувствительным элементом в этом случае является резистор, сопротивление которого при температуре 20°C рассчитывается по выражению

$$R = \rho l / S = l / \sigma S, \quad (1)$$

где l — длина проводника; S — его сечение; ρ — удельное электрическое сопротивление материала проводника; σ — удельная электрическая проводимость при указанной температуре.

При температуре T , отличающейся от температуры 20°C , сопротивление R рассчитывается по соотношению

$$R = R_{20} [1 + \alpha (T - 20^\circ\text{C})], \quad (2)$$

где R_{20} — сопротивление при температуре 20°C ; α — температурный коэффициент сопротивления.

При непосредственном физическом воздействии на резистивный чувствительный элемент можно изменить его сопротивление за счет механической силы (измене-

ние длины l или сечения S), температуры T или оптического излучения (влияние на удельную электрическую проводимость σ). Изменение сопротивления чувствительного элемента можно измерить различными способами.

2.2.2. Применение

На рис. 3 представлены условные графические обозначения резистивных чувствительных элементов.

Аналоговые резистивные чувствительные элементы изготавливаются из проводников, полупроводников или

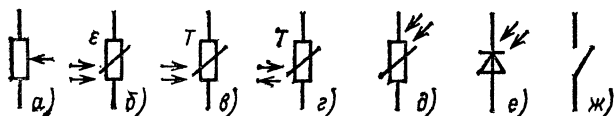


Рис. 3. Обозначения резистивных чувствительных элементов по DIN40700 и DIN40716:

а — датчик перемещения или угла поворота; *б* — резистивный или полупроводниковый тензодатчик; *в* — резистивный термометр, терморезистор, охлаждаемый проводником с сопротивлением, изменяющимся пропорционально влияющей величине T ; *г* — резистивный термометр, терморезистор, нагреваемый проводник с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления; *д* — фоторезистор; *е* — фотодиод; *ж* — контактный элемент в цифровых устройствах

проводящих жидкостей. Они имеют сопротивления от 1 до 10^6 Ом.

Цифровые датчики представляют собой коммутаторы, например механические, тиристоры, транзисторы, управляемые с помощью электрических сигналов, или фотоэлектрические устройства, управляемые светом, причем их сопротивление изменяется примерно от нуля до бесконечности.

2.2.3. Измерительные схемы с делителями напряжения

На рис. 4, *а, б* представлены схемы со стрелочным выходным прибором. В них используются источники постоянного напряжения U_- (рис. 4, *а*) или тока I_- (рис. 4, *б*) (DIN5489). Далее напряжение питания измерительной схемы будем обозначать U_0 .

Делитель напряжения. В схемах с делителями напряжения (рис. 5) сопротивление R_0 подключается к источнику питания. Измеряемый сигнал снимается с нижнего плеча или подвижного контакта делителя. При

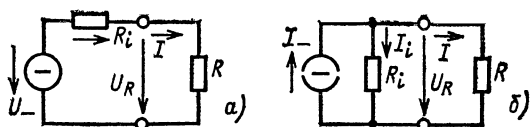


Рис. 4. Схемы замещения с источниками напряжения U_- (а) и тока I_- (б):

R_i — внутреннее сопротивление; R — нагрузка; U_R — падение напряжения на нагрузке

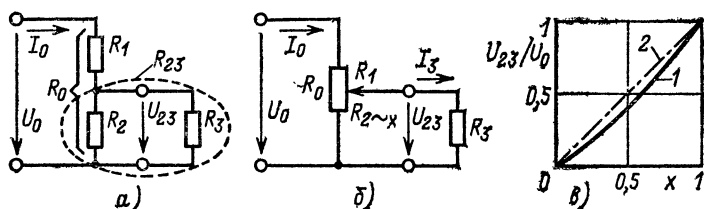


Рис. 5. Нагруженные делители напряжения в сопротивлениях R_1 и R_2 (а), с подвижным контактом (б) и его характеристики (в):

1 — характеристика делителя при $R_2/R_0=1$; 2 — идеальная характеристика

последовательном соединении плеч делителя сигнал, снимаемый с него, пропорционален сопротивлению R_{23} .

Снимаемое с делителя напряжение

$$U_{23} = U_0 R_{23} / (R_1 + R_{23}), \quad (3)$$

где

$$R_{23} = R_2 R_3 / (R_2 + R_3).$$

Для нагруженного делителя

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{R_2 R_3 / (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 R_3 / (R_2 + R_3)}. \quad (4)$$

В ненагруженном делителе $R_0 = R_1 + R_2$ и $R_3 = \infty$, поэтому $U_2/U_0 = R_2/R_0$, и зависимость U_2 от R_2 линейна.

Характеристика нагруженного делителя. В линейном делителе с сопротивлением R_0 и напряжением питания U_0 (рис. 5, б) расстояние подвижного контакта от конца резистора x , отн. ед., меняется от 0 до 1. Определим отношение напряжений U_{23}/U_0 в зависимости от x .

Из (4) получим:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{R_2}{R_1 [(R_2/R_3) + 1] + R_2}. \quad (5)$$

Зависимость напряжения U_{23} от R_2 нелинейна (рис. 5, в).

При $R_2 = xR_0$ и $R_1 = (1-x)R_0$ получим:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{x}{1 + (x - x^2) R_0/R_3}. \quad (6)$$

Введя коэффициент нагрузки $c = R_3/R_0$, можно записать:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{x}{1 + (x - x^2)/c} = \frac{cx}{c + x - x^2}. \quad (7)$$

Относительная погрешность напряжения. Отклонение U_{23}/U_0 нагруженного делителя от U_2/U_0 ненагруженного, или относительная погрешность напряжения

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{U_{23}}{U_0} - \frac{U_2}{U_0} = \frac{cx}{c + x - x^2} - \\ &- x = \frac{x^3 - x^2}{c + x - x^2}. \end{aligned} \quad (8)$$

Малая относительная погрешность (практически линейная характеристика) достигается при условии $R_3 \gg \gg R_0$ ($I_3 \ll I_0$).

Как правило, в измерительных цепях соблюдается условие $R_3 \geq 100 R_0$ (соответственно $I_0 \geq 100 I_3$) и относительная погрешность напряжения не превышает $-0,15\%$. При выборе параметров делителя напряжения, предназначенного для проведения экспериментов, обычно достаточно взять $R_3 \geq 10 R_0$, при этом погрешность будет менее $-1,5\%$.

Линеаризация характеристики делителя может быть достигнута включением последовательно с делителем дополнительного резистора R . Тогда, обозначив $R/R_0 + 1$ через k , получим:

$$\frac{U_{23}}{U_0} = \frac{cx}{kc + kx - x^2}. \quad (9)$$

Оптимальная линеаризация получается при $R = R_0/2$, т. е. при $k = 1,5$.

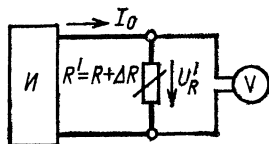
Пример 1. Рассчитаем относительную погрешность напряжения ΔU слабо нагруженного делителя при расположении движка в середине ($x=0,5$ отн. ед.), $R_2=0,5 R_0$ и $c=R_3/R_0=100$.

Из (8) получим погрешность

$$\Delta U = \frac{0,5^3 - 0,5^2}{100 + 0,5 - 0,5^2} = \frac{-0,125}{100,25} \approx -0,125 \text{ \%}.$$

Случай малых изменений сопротивления и напряжения. Далее покажем, как изменяется падение напряжения U'_R на сопротивлении R' в схеме, показанной на рис. 6,

Рис. 6. Измерение напряжения U'_R вольтметром V при малом изменении сопротивления ΔR и питании от источника I постоянным током I_0



при увеличении сопротивления R , равном ΔR ($R' = R + \Delta R$), и постоянном токе I_0 .

Напряжение на сопротивлении R'

$$U'_R = R' I_0 = U_R + \Delta U_R. \quad (10)$$

Так как $R I_0 + \Delta R I_0 = R I_0 + \Delta U_R$, то $\Delta U_R = \Delta R I_0$. При постоянном токе $I_0 = U_R / R$ относительное изменение напряжения равно

$$\Delta U_R / U_R = \Delta R / R. \quad (11)$$

Это равенство справедливо при измерении как постоянных, так и изменяющихся во времени величин в диапазонах частот, приведенных ниже:

Процесс	Диапазон частот, Гц
Статический	0
Квазистатический	0—1
Динамический	$1 \geq 10^6$
Статико-динамический	$0 \geq 10^6$

Пример 2. Для измерительной схемы, приведенной на рис. 6, при $R=100$ Ом, $I_0=10$ мА и малом изменении $\Delta R=\pm 1$ Ом сравнить возникающее изменение напряжения с базовым $U_R = R I_0 = 1$ В.

По (11) находим абсолютное изменение напряжения $\Delta U_R = U_R \Delta R / R = 1 (\pm 1/100) = \pm 10$ мВ.

Измерение напряжения непосредственно на резисторе при малых изменениях его сопротивления практически неприемлемо, так

как зарегистрировать показания вольтметра при базовом напряжении $U_R=1000$ мВ с отклонением всего ± 10 мВ затруднительно. Точная регистрация этого отклонения практически невозможна без компенсации базового напряжения.

Если вольтметр V (рис. 6) подсоединен к измерительному резистору R через конденсатор C , то базовое напряжение не измеряется. Недостаток такой схемы заключается в том, что она применима только при регистрации динамических процессов. Кроме того, любое изменение во времени тока питания I_0 (или напряжения питания в схеме с делителем) будет восприниматься как измеряемая величина.

Компенсация базового напряжения может быть осуществлена включением дополнительного источника напряжения или же с помощью мостовых схем.

2.2.4. Мостовые схемы

Для упрощения расчетов измерительных мостовых схем используют следующие приближения. Считают, что внутреннее сопротивление источника питания постоянного напряжения (рис. 7) пренебрежимо мало ($R_i=0$).

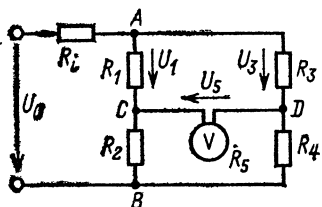


Рис. 7. Мостовая схема:

U_0 — напряжение питания; R_i — внутреннее сопротивление источника питания; R_1 — R_4 — сопротивления плеч моста; R_5 — сопротивление диагонали

Сопротивление резистора в диагонали моста R_5 намного больше сопротивлений остальных резисторов моста R_1 — R_4 , т. е. можно принять, что $R_5 \approx \infty$. При этих приближениях обе стороны моста R_1 — R_2 и R_3 — R_4 представляют собой ненагруженные делители напряжения общего источника питания.

Расчет напряжения диагонали мостовой схемы. Рассчитаем напряжение диагонали U_5 мостовой схемы, показанной на рис. 7. Согласно второму закону Кирхгофа $U_3 + U_5 - U_1 = 0$ и $U_5 = U_1 - U_3$. Напряжения обоих ненагруженных делителей равны:

$$U_1 = U_0 R_1 / (R_1 + R_2) \text{ и } U_3 = U_0 R_3 / (R_3 + R_4). \quad (12)$$

Отсюда

$$U_5 = U_0 [R_1/(R_1 + R_2) - R_3/(R_3 + R_4)]. \quad (13)$$

Условие равновесия. Равновесие моста при $U_5 = 0$ описывается известным соотношением:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \text{ или } R_1/R_2 = R_3/R_4. \quad (14)$$

Теоретически при $R_3 = 0$ и соответственно $R_4 = 0$ значение R_1 находится в пределах $0 - \infty$.

Мост с ограничивающими резисторами. Для уменьшения области регулирования мост выполняют с ограничивающими резисторами R_{E3} и R_{E4} (рис. 8, а), включен-

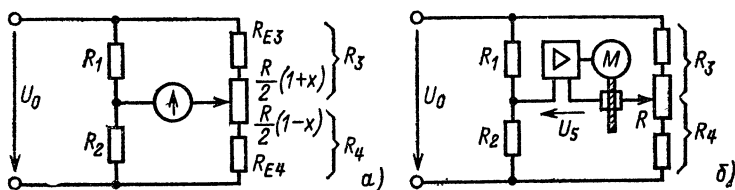


Рис. 8. Схемы мостов с ручным (а) и автоматическим (б) уравниванием

ными последовательно с датчиком сопротивления R . Отсчитывая расстояние подвижного контакта x от середины датчика, получают сопротивление плеч моста

$$R_3 = R_{E3} + R(1+x)/2 \quad (15)$$

и

$$R_4 = R_{E4} + (1-x)R/2. \quad (16)$$

Диапазон изменения сопротивления R_1 лежит в пределах от R_{1min} до R_{1max} . При $x = +1$ получается R_{1max} :

$$R_{1max} = R_2(R_{E3} + R)/R_{E4}, \quad (17)$$

а при $x = -1$ имеем R_{1min} :

$$R_{1min} = R_2 R_{E3}/(R_{E4} + R). \quad (18)$$

Если соблюдается условие $R_{E3} = R_{E4} = R_E \gg R$, то

$$R_{1max} = R_2(1 + R/R_E) \quad (19)$$

и

$$R_{1min} = R_2/(1 + R/R_E) \approx R_2(1 - R/R_E). \quad (20)$$

При этом способе уравнивание производится вручную. Он пригоден при измерениях статических величин.

Автоматические мосты. При расстройке моста, показанного на рис. 8, б, напряжение диагонали U_5 через усилитель воздействует на уравнивающий двигатель M до тех пор, пока положение подвижного контакта резистора R не станет таким, что $U_5=0$.

Степень отклонения от равновесия соответствует расстройке моста изменением сопротивления датчика. В соответствии со способом уравнивания этот метод может быть назван методом отклонений. Такие автоматические мосты пригодны для измерений статических или квазистатических процессов.

Мостовая схема с измерением напряжения диагонали. Для измерения малых изменений сопротивления часто применяют мостовую схему (рис. 9) с регистрацией диагонального напряжения прибором $ВП$. Для того, чтобы перед каждым измерением не подбирать сопротивления моста $R_1—R_4$, схему дополняют уравнивающими резисторами R_a и R_c . При напряжении диагонали, равном, например, $\pm 1\%$ напряжения источника питания выбирают $R_c \geq 25R$, причем $R=R_3=R_4$. Для линейной балансировки должно соблюдаться условие $R_a \ll R_c$. Преимуществом схем с такой балансировочной цепью является то, что изменение сопротивления в контактах уравнивающего резистора практически не влияет на диагональное напряжение. Однако схема имеет и недостаток: снижается чувствительность за счет шунтирования резисторов R_3 и R_4 (причем снижение чувствительности зависит от положения подвижного контакта резистора R_a), и, кроме того, оказывает влияние сопротивление проводников, соединяющих мост с компенсирующими резисторами. Дополнительная нагрузка источника

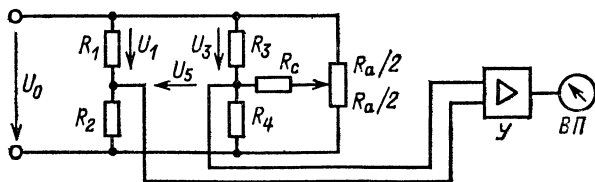


Рис. 9. Схема моста с измерением напряжения диагонали с помощью усилителя $У$ и прибора $ВП$

питания уравнивающими резисторами обычно не играет существенной роли.

Мост с переменным сопротивлением одного плеча. Рассчитаем напряжение диагонали U_5 моста без учета уравнивающих резисторов (рис. 10, а). При измере-

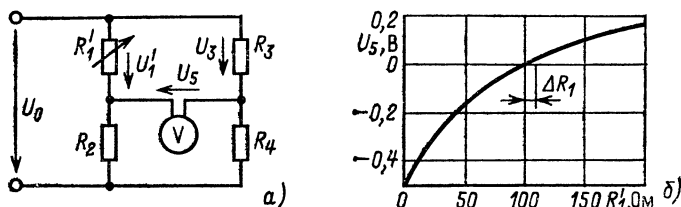


Рис. 10. Мост с переменным сопротивлением одного плеча (а) и его характеристика (б) при $R_1=R_2=R_3=R_4=100$ Ом и $U_0=1$ В

нии физической величины вследствие изменения сопротивления $R'_1=R_1+\Delta R_1$ меняется падение напряжения на нем и возникает напряжение рассогласования моста U_5 .

По второму закону Кирхгофа находим $U'_1=U_0 R'_1/(R'_1+R_2)$ и $U_3=U_0 R_3/(R_3+R_4)$, а затем и диагональное напряжение

$$U_5 = U_0 [R'_1/(R'_1 + R_2) - R_3/(R_3 + R_4)]. \quad (21)$$

Подставив $R'_1=R_1+\Delta R_1$, получим

$$U_5 = U_0 \left[\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right]. \quad (22)$$

Уравнение (22) можно записать в виде

$$U_5 = U_0 \left[\frac{R_1 (1 + \Delta R_1/R_1)}{R_1 (1 + \Delta R_1/R_1) + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right], \quad (23)$$

или

$$U_5 = U_0 \left[\frac{R_1 (1 + \delta)}{R_1 (1 + \delta) + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right], \quad (24)$$

где

$$\delta = \Delta R_1/R_1.$$

Для упрощения вычислений предполагается, что перед измерением мост симметричен и уравновешен, т. е. $R_1=R_2=R_3=R_4=R$. При $R'_1=R+\Delta R$ согласно (22)

появляется напряжение диагонали

$$U_5 = U_0 \left[\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R} - \frac{R}{R + R} \right] = \\ = U_0 \left[\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} - \frac{1}{2} \right]; \quad (25)$$

$$U_5 = \frac{2R + 2\Delta R - 2R - \Delta R}{4R + 2\Delta R} U_0 = \frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R} U_0. \quad (26)$$

При малом изменении сопротивления ($\Delta R \ll R$) окончательное выражение для напряжения имеет вид:

$$U_5 \approx \frac{0,25 \Delta R}{R} U_0. \quad (27)$$

Как видно, напряжение диагонали при малых изменениях сопротивления приблизительно прямо пропорционально изменению сопротивления ΔR .

При уменьшении сопротивления R_1 ($R_1' = R - \Delta R$) получается отрицательное напряжение диагонали.

При больших изменениях R_1 зависимость $U_5(R_1')$ нелинейна (рис. 10, б).

Мост с переменными сопротивлениями двух соседних плеч. Рассчитаем напряжение диагонали для моста, схема которого показана на рис. 11, а. Перед началом измерений мост симметричен ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$), и изменяются сопротивления двух соседних резисторов $R_1' = R + \Delta R$ и $R_2' = R - \Delta R$ (или R_3 и R_4 , R_1 и R_3 , R_2 и R_4).

Из (13) получаем

$$U_5 = U_1' - U_3 = U_0 [R_1' / (R_1' + R_2') - R_3 / (R_3 + R_4)]. \quad (28)$$

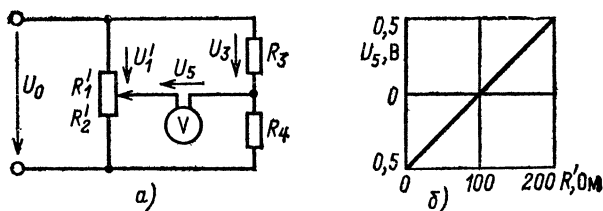


Рис. 11. Мост с переменными сопротивлениями двух соседних плеч (а) и его характеристика (б) при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100$ Ом и $U_0 = 1$ В

Для симметричного (перед началом измерений) моста

$$\begin{aligned} U_5 &= U_0 \left[\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{R}{2R} \right] = \\ &= U_0 \left[\frac{R + \Delta R}{2R} - \frac{1}{2} \right]; \end{aligned} \quad (29)$$

$$U_5 = \frac{R + \Delta R - R}{2R} U_0 = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_0. \quad (30)$$

Напряжение диагонали такого моста имеет линейную зависимость от R_1' (рис. 11, б) при любом изменении сопротивления. Оно в 2 раза больше, чем в мосте с изменением сопротивления в одном плече при том же изменении сопротивления.

Мост с изменяющимися сопротивлениями противоположных плеч. В этом мосте одновременно изменяются два сопротивления, например $R_1' = R + \Delta R$ и $R_4' = R + \Delta R$, или сопротивления R_2 и R_3 (см. рис. 7).

Согласно (13)

$$U_3 = U_1' - U_3 = U_0 [R_1' / (R_1' + R_2) - R_3 / (R_3 + R_4')]. \quad (31)$$

Для симметричного (перед измерением) моста

$$U_5 = U_0 \left[\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R} - \frac{R}{R + R + \Delta R} \right] = U_0 \frac{\Delta R}{2R + \Delta R}. \quad (32)$$

При малых изменениях ΔR и $\Delta R \ll R$

$$U_5 \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_0. \quad (33)$$

Как видно, диагональное напряжение имеет примерно линейную зависимость от сопротивления ΔR .

Пример 3. Определить диагональное напряжение моста с изменяющимися сопротивлениями соседних плеч. В симметричном (перед началом измерений) мосте изменяются сопротивления соседних плеч (например, наклеенных тензорезисторов, см. п.п. 7.1.1). Пусть $R_1 = R_2 = 120$ Ом, допустимый максимальный измерительный ток $I = 20$ мА, а значение изменения сопротивлений измерительных резисторов $\Delta = \Delta R / R = 10^{-3}$.

При напряжении питания

$$U_0 = 2RI = 2 \cdot 120 \cdot 20 = 4,8 \text{ В}$$

из (30) получаем

$$U_5 = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R} U_0 = \frac{1}{2} 10^{-3} \cdot 4,8 = 2,4 \text{ мВ.}$$

Мост со всеми изменяющимися сопротивлениями. В нем $R'_1 = R + \Delta R$, $R'_2 = R - \Delta R$, $R'_3 = R - \Delta R$, $R'_4 = R + \Delta R$. Рассчитаем напряжение диагонали для симметричного (в начале измерений) моста при $R_i \approx 0$, $R_5 \gg R$ и $U_0 = \text{const}$.

По второму закону Кирхгофа (как и для моста на рис. 10) находим

$$U_5 = U'_1 - U'_3 = \left(\frac{R'_1}{R'_1 + R'_2} - \frac{R'_3}{R'_3 + R'_4} \right) U_0; \quad (34)$$

$$U_5 = \left(\frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} - \frac{R - \Delta R}{R - \Delta R + R + \Delta R} \right) U_0; \quad (35)$$

$$U_5 = \frac{R + \Delta R + \Delta R - R}{2R} U_0 = \frac{\Delta R}{R} U_0. \quad (36)$$

В этом мосте напряжение диагонали U_5 в 2 раза выше, чем в мосте на рис. 11, а, и в 4 раза выше, чем на рис. 10, а при прочих равных условиях. Оно, как и в мосте на рис. 10, а, прямо пропорционально изменению сопротивления ΔR .

Для моста при малых изменениях ΔR_n сопротивлений R_n напряжение диагонали вычисляется по следующему выражению [13]:

$$U_5/U_0 \approx \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_4}{R_4} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_3}{R_3} \right) - \frac{1}{8} \left[\left(\frac{\Delta R_1}{R_1} \right)^2 + \left(\frac{\Delta R_4}{R_4} \right)^2 - \left(\frac{\Delta R_2}{R_2} \right)^2 - \left(\frac{\Delta R_3}{R_3} \right)^2 \right]. \quad (37)$$

В (37) подставляются положительные или отрицательные значения $\Delta R_n/R_n$.

Напряжение диагонали U_5 зависит от напряжения питания U_0 . Для того, чтобы исключить влияние сопротивления соединительных проводов, связывающих мост с согласующими элементами, применяют также схемы с питанием постоянным током (см. пп. 3.3.9). Так как ток в таких схемах остается постоянным при изменении сопротивления цепи в определенных пределах (например, от 0 до 1000 Ом), то напряжение питания моста, изображенного на рис. 11, а, равно падению напряже-

ния на суммарном сопротивлении $R'_1 + R'_2$, постоянно, даже если изменяется сопротивление соединительных проводов. При постоянном напряжении питания измерительной схемы изменение сопротивления соединительных проводов можно было бы компенсировать регулировкой напряжения питания моста.

В практике измерений часто используют понятие коэффициента моста (см. пп. 7.1.1).

Напряжения диагонали моста при различных изменениях сопротивлений измерительных резисторов. На

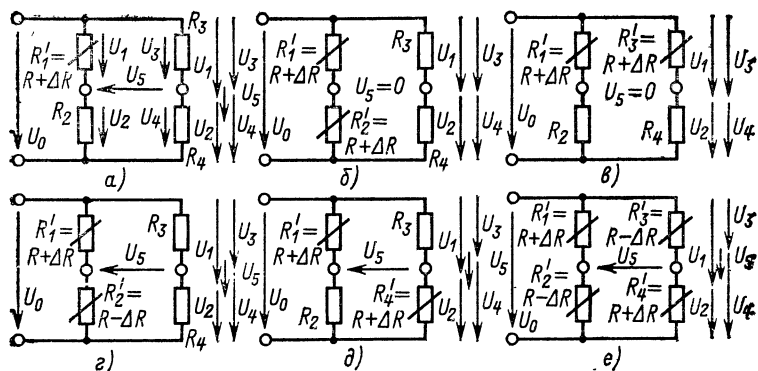


Рис. 12. Схемы мостов и их векторные диаграммы:

а — мост с переменным сопротивлением одного плеча; *б—г* — мосты с переменными сопротивлениями двух соседних плеч; *д* — мост с переменными сопротивлениями двух противоположных плеч; *е* — мост с переменными сопротивлениями всех плеч

рис. 12 приведены схемы мостов и векторные диаграммы напряжений, поясняющие влияние на диагональное напряжения изменений сопротивления измерительных резисторов.

Из рис. 12, *г* и *д* при двух изменяющихся сопротивлениях может быть выведено следующее правило:

для возникновения диагонального напряжения U_5 изменения сопротивлений соседних резисторов должны быть противоположны по знаку, а сопротивлений диаметрально противоположных резисторов — одного знака.

Это правило применимо также и для моста, имеющего четыре резистора с изменяющимися сопротивлениями.

При изменениях сопротивлений измерительных резисторов должны возникать диагональные напряжения, вызванные измеряемой величиной, а не помехами.

2.2.5. Измерительные схемы с резистивными чувствительными элементами

2.2.5.1. Схемы с измерением тока

В схеме на рис. 13, а питающее напряжение при токе питания I равно:

$$U_0 = (R_M + R_A + R_J + 2R_L) I, \quad (38)$$

Отсюда измеряем сопротивление

$$R_M = U_0 / I - (R_A + R_J + 2R_L). \quad (39)$$

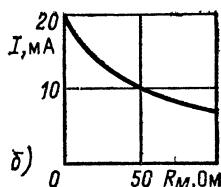
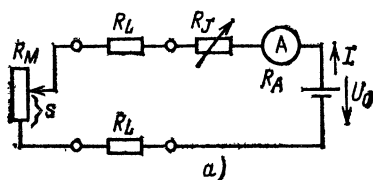


Рис. 13. Дистанционное измерение сопротивления, пропорционально перемещению s , с помощью амперметра A :

а — схема измерения; б — характеристика схемы при $R_M = 100$ Ом, $U_0 = 1$ В, $R_V = R_A + R_J + 2R_L = 50$ Ом

При $U_0 = \text{const}$ и $R_V = R_A + R_J + 2R_L = \text{const}$ измеряемое перемещение

$$s \sim R_M \sim (1/I) = \text{const}. \quad (40)$$

Характеристика схемы показана на рис. 13, б. Она соответствует гиперболической шкале амперметра A .

Чувствительность к изменению сопротивления (передаточная функция)

$$S_R = \frac{\Delta I}{\Delta R_M} \neq \text{const} \quad (41)$$

при характеристике $I(R_M)$, показанной на рис. 13, б.

Сопротивления соединительных проводов также могут оказывать влияние на показания прибора. При

больших относительных изменениях сопротивления измерительного резистора $\Delta R_M/R_M$ изменение сопротивления проводников $\Delta R_L/R_L$ влияет слабо. При малых изменениях $\Delta R_M \ll R_M$ метод изменения токов малоприменим, так как затруднена регистрация полезного сигнала на фоне тока I и, кроме того, уже нельзя пренебрегать влиянием на показания сопротивления соединительных проводов $\Delta R_L/R_L$.

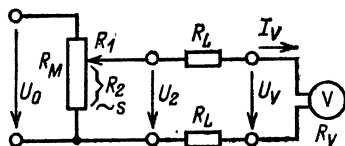
2.2.5.2. Схемы с делителем напряжения и вольтметром

Для делителя напряжения, нагруженного током I_V (рис. 14), при недостаточно высоком входном сопротивлении вольтметра измеряемое перемещение

$$s \sim R_2 \approx U_2 \neq U_V. \quad (42)$$

Рис. 14. Схема с делителем напряжения для измерения перемещения s :

R_M — сопротивление измерительного датчика; R_V — сопротивление вольтметра



Характеристика нагруженного делителя нелинейна (см. рис. 5, в). Изменения сопротивлений измерительных проводов $\Delta R_L/R_L$ вызывают погрешности измерений. При больших изменениях сопротивления чувствительного элемента $\Delta R_M/R_M$ чувствительность

$$S_R = \Delta U_V / \Delta R_2 \neq \text{const}. \quad (43)$$

При малых изменениях сопротивления $\Delta R_M \ll R_M$ этот метод, вследствие малого изменения выходного напряжения, непригоден.

Если входное сопротивление вольтметра велико ($R_V \gg R_M$ и $I_V \approx 0$), то делитель практически ненагружен, и измеряемое перемещение s примерно прямо пропорционально напряжению:

$$s \sim R_2 \sim U_2 \sim U_V. \quad (44)$$

При этом чувствительность

$$S_R = U_V / R_2 \approx \text{const}. \quad (45)$$

2.2.5.3. Схемы с компенсацией

В компенсаторе с ручной настройкой (рис. 15, а) имеющееся измерительное напряжение U_2 приравнивается к падению напряжения U_K на сопротивлении компенсатора R_K , питаемом вспомогательным током I_H . При токе нагрузки $I_G=0$ делитель напряжения R_M оказывается ненагруженным, и измеряемое перемещение

$$s \sim R_2 \sim U_2 = U_3 = U_K \sim \beta. \quad (46)$$

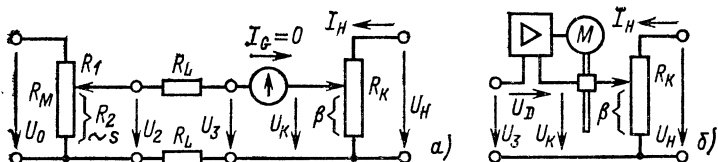


Рис. 15. Компенсатор с ручной (а) и автоматической (б) настройкой:

s — измеряемое перемещение; β — отклонение; R_M — сопротивление датчика; R_K — сопротивление компенсационного резистора; I_H — вспомогательный ток; M — двигатель

Характеристика измерения перемещения $s=f(\beta)$ прямо пропорционально отклонению стрелки прибора β . При любом изменении сопротивления датчика $\Delta R_M/R_M$ чувствительность постоянна:

$$S_R = U_K/R_2 = \text{const.} \quad (47)$$

В автоматическом компенсаторе (рис. 15, б) двигатель M перемещает движок компенсационного резистора R_K , пока разность сравниваемых напряжений не станет равной нулю ($U_D=0$) и пока не будет достигнуто равенство $U_2=U_K$. При этом измеряемое перемещение

$$s \sim R_2 \sim \beta. \quad (48)$$

Характеристика линейна, а чувствительность $S_R = \beta/R_2$ оказывается постоянной. Сопротивление соединительных проводов оказывает малое влияние на компенсацию.

Если $U_5=0$, то часто метод измерения называют нулевым в отличие от напряжения рассогласования диагоналями — метода отклонений.

2.2.5.4. Мосты с измерением отклонения

Мост с изменением сопротивления одного плеча. При больших изменениях сопротивления чувствительного элемента, например, при измерении перемещений чувствительность моста, изображенного на рис. 16, а и имеющего характеристику, показанную на рис. 10, б,

$$S_R = \Delta U_5 / \Delta R_1 \neq \text{const.} \quad (49)$$

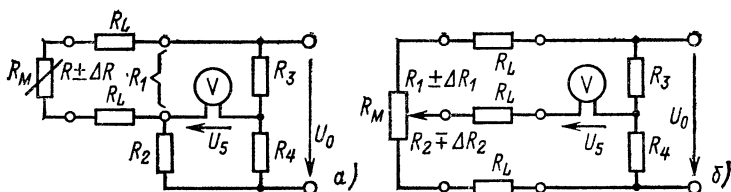


Рис. 16. Мосты с переменным сопротивлением одного плеча (а) и двух соседних плеч (б):

R_M — сопротивление датчика; R_L — сопротивления соединительных проводов

При малых изменениях $\Delta R_M / R_M$ характеристика приблизительно линейна и чувствительность

$$S_R = \Delta U_5 / \Delta R_1 \approx \text{const.} \quad (50)$$

В двухпроводной схеме на рис. 16, а необходимо учитывать влияние падения напряжения на сопротивлениях соединительных проводов и его изменение (см. пп. 3.3.9).

Мост с изменяющимися сопротивлениями двух соседних плеч. В мостовой схеме на рис. 16, б при синфазных изменениях сопротивлений соседних R_1 и R_2 характеристика линейна, как на рис. 11, б, и чувствительность

$$S_R = U_5 / R_1 = \text{const.} \quad (51)$$

Мост с изменяющимися сопротивлениями всех плеч. На схемах на рис. 17 показаны схема такого моста (а) и разновидности эквивалентных схем (б, в). При любых изменениях сопротивлений R_1 — R_4 характеристика линейна, и при постоянном напряжении питания U_0 чувствительность моста

$$S_R = U_5 / (\Delta R / R) = \text{const.} \quad (52)$$

В мостах, изображенных на рис. 17, при $R_1=R_2$, $R_3=R_4$ и $+\Delta R_1=-\Delta R_2$, $-\Delta R_3=+\Delta R_4$, постоянном напряжении питания $U_0=\text{const}$, внутреннем сопротивлении $R_i=0$ и сопротивлении диагонали $R_5=\infty$ напряжение диагонали согласно [13] равно:

$$U_5 = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3 + \Delta R_1 (R_3 + R_4) - \Delta R_3 (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2) (R_3 + R_4)} U_0. \quad (53)$$

При любых изменениях сопротивлений ΔR_n в (53) необходимо учесть соответствующие знаки (+или -) перед ΔR_n .

Измерительные схемы на рис. 17 можно питать от источников как постоянного напряжения, так и тока. Устранение помех сопротивлений соединительных проводов с помощью схем, содержащих несколько проводов, описано в пп. 3.3.9.

Отметим, что мостовые схемы являются важнейшими элементами измерительных схем при регистрации многих физических величин.

Пример 4. Определить характеристики $U_5=f(R_1')$ мостов с изменяющимися одним и двумя сопротивлениями соседних плеч. Измерительный резистор с отводом, имеющий $R_M=200$ Ом, служит для измерения перемещения. Рассчитать с установленными в пп. 2.2.4 приближениями три точки характеристики $U_5=f(R_1')$ мостов с одинаковыми сопротивлениями $R_1=R_2=R_3=R_4=100$ Ом при напряжении питания $U_0=1$ В для трех сопротивлений измерительного резистора $R_1'=0; 100$ и 200 Ом.

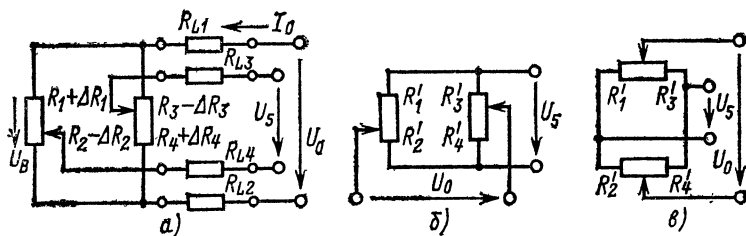


Рис. 17. Мост с двумя делителями напряжения (а) и разновидности эквивалентных схем (б), (в):

$$\text{напряжение моста } U_B = U_0 - 2R_L I_0 = \frac{R_{12} R_{34}}{R_{12} + R_{34}} I_0$$

а) Мост с одним изменяющимся сопротивлением, рис. 10, а. Для диагонального напряжения $U_5 = U'_1 - U_3$ имеем изменяющееся напряжение $U'_1 = U_0 R'_1 / (R'_1 + R_2)$ и постоянное напряжение $U_3 = U_0 R_3 / (R_3 + R_4) = 1 \cdot 100 / (100 + 100) = 0,5$ В. Для представленной на рис. 10, б нелинейной характеристики имеем три точки:

U'_1 , В	U_5 , В
$1(0/100) = 0$	$0 - 0,5 = -0,5$
$1(100/200) = 0,5$	$0,5 - 0,5 = 0$
$1(200/300) = 0,667$	$0,667 - 0,5 = 0,167$

б) Для схемы моста с изменяющимися сопротивлениями двух соседних плеч, рис. 11, а, имеем $U'_1 = U_0 R'_1 / (R'_1 + R'_2)$ и получим следующие три точки линейной характеристики $U_5 = f(R'_1)$, показанной на рис. 11, б:

U'_1 , В	U_5 , В
$1(0/200) = 0$	$0 - 0,5 = -0,5$
$1(100/200) = 0,5$	$0,5 - 0,5 = 0$
$1(200/200) = 1$	$1 - 0,5 = 0,5$

2.2.5.5. Схема с логометром

Показания прибора ВП на рис. 18, а при $R_V = R_A + R_J + 2R_L$ пропорциональны отношению токов:

$$\beta \sim \frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2 + R_{V2}}{R_2 + R_{V1}}. \quad (54)$$

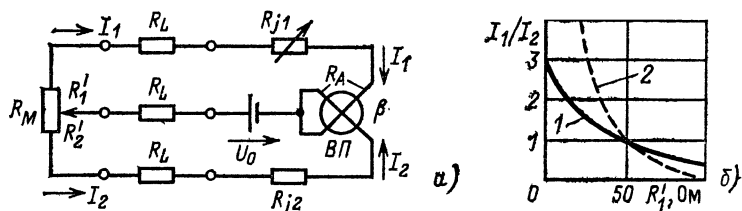


Рис. 18. Схема с логометром (а) и ее характеристики (б) при $U_0 = 1$ В, $R_M = 100$ Ом:

1 — $R_V = 50$ Ом; 2 — $R_V = 0$ (теоретическая характеристика); R_A , R_J , R_L — сопротивления прибора, подстроечных резисторов и соединительных проводов соответственно; U_0 — источник тока или напряжения; β — отклонение стрелки прибора; ВП — логометр с крестообразными или Т-образными рамками

Характеристика $\beta = f(R_1)$ гиперболическая (рис. 18, б), т. е. нелинейна, а чувствительность

$$S_R = \Delta\beta/\Delta R_1 \neq \text{const.} \quad (55)$$

Так как согласно рис. 18, б на ход характеристики оказывают большое влияние сопротивления соединительных проводов R_L , то в схеме предусмотрены подстроечные резисторы R_J для получения заданного сопротивления R_V .

Логометрические схемы применяются для дистанционного измерения перемещения, угла и температуры. Их преимуществом является то, что показания прибора не зависят от изменения напряжения питания U_0 в диапазоне примерно $\pm 30\%$.

2.2.5.6. Измерения сопротивлений датчиков с помощью операционных усилителей

Для схемы на рис. 19, а при сопротивлении измерительного резистора R_x и сопротивлении соединительных проводов R_L можно записать:

$$R_x + 2R_L = U_\beta R_{\text{вн}}/U_{\text{оп}}. \quad (56)$$

Опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ создается обычно источником постоянного напряжения (с выходным напряжением 1 В). Напряжение U_β измеряется и регистрируется.

Наименьшее значение измерительного сопротивления $R_{x\text{min}}$ ограничено выходным током $I_{\beta\text{max}}$, а наибольшее $R_{x\text{max}}$ — максимальным допустимым сопротивлением резистора обратной отрицательной связи. Сопротивления соединительных проводов R_L и их изменение влияют на результаты измерений.

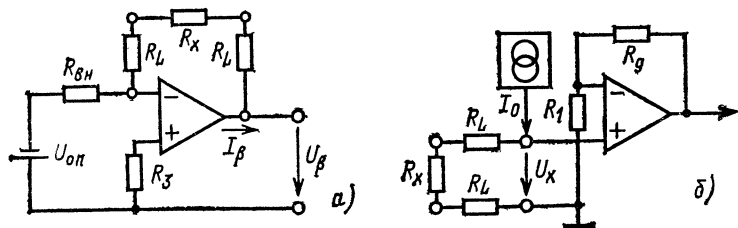


Рис. 19. Схемы для измерения сопротивления R_x с операционным усилителем:

а — питание от источника напряжения $U_{\text{оп}}$; б — питание от источника тока I_0

Схема измерения сопротивления, показанная на рис. 19, б, при питании от источника постоянного тока I_0 дает на выходе напряжение U_x , пропорциональное падению напряжения на сопротивлении $R_x + 2R_L$, которое усиливается операционным усилителем и измеряется.

Эти схемы используются при измерениях сопротивлений с помощью числовых мультиметров.

2.2.5.7. Частотно-аналоговый мостовой способ измерений

Схема измерений, показанная на рис. 20, состоит из датчика D и преобразователя напряжения Π , выполненного в виде осциллятора — моста Вина.

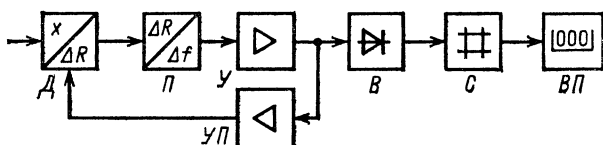


Рис. 20. Структурная схема частотно-аналогового мостового устройства

Мост Вина подключается симметрично относительно земли через усилитель питающего напряжения $УП$. Уравновешивание моста при изменении измерительного сопротивления осуществляется изменением частоты колебаний осциллятора, возникающий сдвиг частот представляет собой частотно-аналоговый сигнал, который, проходя через усилитель $У$ и выпрямитель $В$, попадает на электронный счетчик $С$ и выходной прибор $ВП$.

Мост Вина можно считать RC - или RL -генератором.

Частотно-аналоговый мостовой способ измерений обладает высокими стабильностью и разрешением, нечувствителен к помехам при передаче сигнала и его преобразовании в цифровой вид. Он применяется при статических и квазистатических измерениях деформации наклеиваемыми тензодатчиками.

2.2.5.8. Цифровые измерения сопротивления с помощью ступенчатого преобразователя

В схеме на рис. 21 поочередно включаются сопротивления от $8R$ до R , пока не завершится процесс уравновешивания $i_x = i_{он}$ по нуль-детектору $НД$.

При больших значениях сопротивлений R_x ступенчатый преобразователь, схема которого показана на рис. 21, обладает нелинейной характеристикой. Введением резистора R_K улучшается линейность.

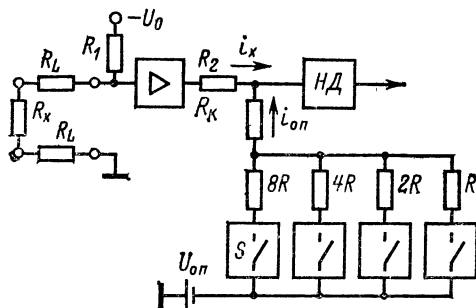


Рис. 21. Принципиальная схема ступенчатого преобразователя для цифрового измерения сопротивления

2.3. ИНДУКТИВНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

2.3.1. Принцип работы

Индуктивность дросселя с числом витков катушки N , магнитной проводимостью G и относительной магнитной проницаемостью материала μ сердечника длиной l и сечением A вычисляется по выражению

$$L = N^2 G = N^2 \frac{\mu \mu_0 A}{l}, \quad (57)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная.

На значение индуктивности можно влиять изменением сечения A , длины l магнитной цепи (например, в описанных далее датчиках перемещения), относительной проницаемости, например, в магнитоэластичных датчиках для измерения силы.

2.3.2. Конструкции

Дроссели. На рис. 22 схематично представлено устройство индуктивного чувствительного элемента для измерения перемещения s , а также приведены его характеристики. Характеристики вблизи нуля показаны в увеличенном масштабе.

В простейших дросселях зависимость индуктивности от размера воздушного зазора l_0 имеет гиперболический

характер $L \sim 1/l_0$. Поэтому для линеаризации можно использовать только малое изменение l_0 в качестве измеряемого перемещения. В качестве подвижного элемента используется ферромагнитная или немагнитная проводя-

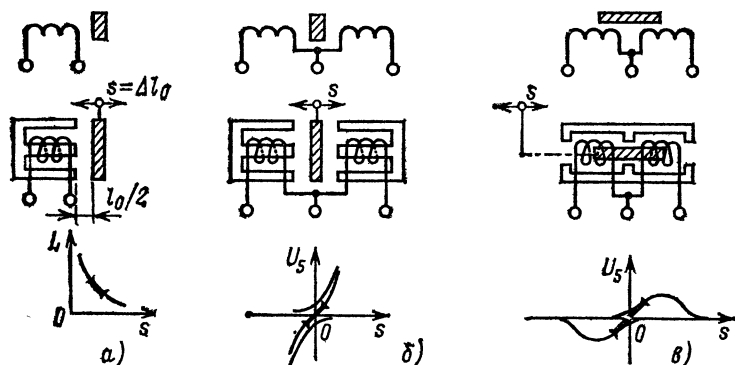


Рис. 22. Индуктивные дроссельные датчики с перемещением сердечника (вверху — схемы, в середине — устройства, внизу — характеристики):

а — простейший дроссель; б — дифференциальный дроссель с поперечным сердечником; в — дифференциальный дроссель с продольным сердечником; s — перемещение; l_0 — размер зазора; L — индуктивность; U_s — выходное напряжение моста

щая пластина, пронизываемая магнитным потоком. Если при расчете индуктивности учитывать только размер воздушного зазора l_0 (обычно магнитное сопротивление сердечника мало по сравнению с сопротивлением воздушного зазора и им можно пренебречь, что соответствует $l/\mu \ll l_0$), то $L \approx N^2 \mu_0 A / l_0$ и при изменении зазора $l'_0 = l_0 \pm \Delta l_0$ будем иметь индуктивность

$$L' = N^2 \mu_0 A (l_0 \mp \Delta l_0) = L \pm \Delta L. \quad (58)$$

Измерение индуктивности производится с помощью либо моста с несущей частотой, либо высокочастотного колебательного контура.

Простейшие дроссели в схемах с несущей частотой 5 или 50 кГц имеют индуктивности 5 или 0,5 мГн, индуктивное сопротивление $x_L = 157$ Ом и активное сопротивление 20—200 или 2—20 Ом. Они применяются в качестве бесконтактных датчиков перемещения.

При дифференциальных дросселях с поперечным (рис. 22, б) или продольным (рис. 22, в) расположением

подвижного сердечника диагональное напряжение $U_5 = 0$, если сердечник перед началом измерений находится в среднем положении. При смещении сердечника в осевом направлении возникает напряжение U_5 вследствие несимметрии. В дросселе с продольным сердечником напряжение при дальнейшем выдвигении сердечника достигает максимума и начинает падать до нуля. Практически используется только линейный участок характеристики $U_5 = f(s)$ [8]. Дифференциальные дроссели с поперечным сердечником имеют номинальное перемещение s_N от 20 мкм до 1 мм. Дроссели с продольным перемещением сердечника имеют s_N от 1 до 500 мм, причем номинальное перемещение составляет приблизительно 0,8 длины катушки, равной длине сердечника. Так, например, при $s_N = 80$ мм (± 40 мм) длины катушки и сердечника составляют 100 мм, а общая длина датчика — 200 мм.

Дифференциальные дроссели используются как датчики перемещения, жестко связанные с объектом измерения, а дроссели с изогнутыми вытягиваемыми сердечниками — для измерения угла поворота α до 90° .

2.3.3. Трансформаторные чувствительные элементы

2.3.3.1. Дифференциальные трансформаторы

Датчик перемещения, представленный на рис. 23, содержит первичную обмотку, питаемую переменным напряжением U_1 с несущей частотой или от сети, и две встречно включенные вторичные с одинаковыми или разными индуцированными напряжениями U'_2 и U''_2 . Вторичное напряжение $U_2 = U'_2 - U''_2$ подается на вход схемы согласования (см. § 3.3).

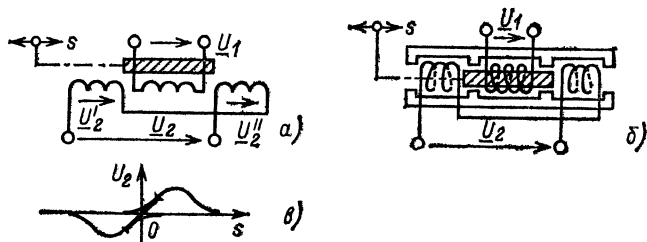


Рис. 23. Дифференциальный трансформатор — индуктивный датчик: а — схема; б — устройство датчика; в — характеристика; s — перемещение; U_1 и U_2 — первичное и вторичное напряжения соответственно

Первичная и вторичные обмотки могут быть включены согласно или встречно, а также взаимно заменены в схеме.

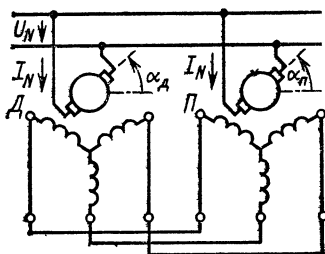
Дифференциальные трансформаторы при соответствующем выполнении сердечника и первичной обмотки могут оказывать пренебрежимо малое влияние на подвижный элемент датчика. При их использовании требуются сравнительно простые схемы согласования (см. пп. 3.2.2).

2.3.3.2. Сельсины

Это разновидности электрических микромашин, схема соединений которых показана на рис. 24. Сельсин содержит ротор с однофазной обмоткой, питаемой от ис-

Рис. 24. Схема индуктивного дистанционного датчика — сельсина:

D — передатчик (генератор); P — приемник (двигатель); U_N — напряжение возбуждения; α_D, α_P — углы поворота



точника напряжения U_N , и статор с многофазной, чаще всего трехфазной, обмоткой.

При напряжении возбуждения $U_N = 24 \div 50$ В частотой $f_N = 50 \div 400$ Гц, подводимом через контактные кольца, в обмотках роторов одинаковых датчика и приемника протекают синусоидальные токи возбуждения I_N , создающие магнитные потоки, которые индуцируют в обмотках статоров совпадающие по фазам напряжения, амплитуда которых зависит от синуса угла между осями датчика и приемника $\sin \alpha$. При одинаковых углах датчика и приемника $\alpha_D = \alpha_P$ устанавливается равенство напряжений статоров. При повороте ротора датчика поворачивается ротор приемника (или нескольких соединенных параллельно приемников) под действием моментов, вызванных уравнительными токами.

Угол поворота ротора датчика может превышать 360° , и ротор приемника будет следовать за ним с очень малым угловым отклонением, примерно $\pm 0,1^\circ$. Сельсины

имеют мощность от 10 до 50 Вт при вращающем моменте 0,01—0,1 Н·м.

Сельсины применяются для измерений, включая дистанционные, угла поворота $\alpha \cong 360^\circ$, момента вращения, а также в качестве управляющего звена при передаче на расстояние сигнала управления с отдельными цепями роторов системы напряжений возбуждения и управления.

2.3.4. Мосты переменного тока для измерения индуктивностей

В мосте переменного тока, показанном на рис. 25, предполагается, что питающее напряжение U_0 поддерживается постоянным, источник напряжения питания имеет внутреннее сопротивление $R_i = 0$, а сопротивление диагонального резистора $R_5 = \infty$. Определим напряжение диагонали U_5 .

Перед началом измерений сердечник датчика Z_{12} занимает симметричное положение и значение напряже-

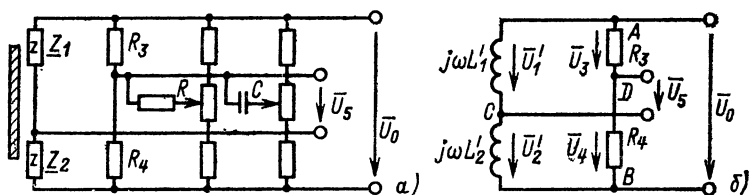


Рис. 25. Мосты с дифференциальными дросселями:

а — мост с катушками Z_1 и Z_2 и ветвями R или C для уравнивания напряжения диагонали; б — идеализированный LLRR-мост с регистрацией отклонения

ния диагонали уравновешено ($U_5 = 0$) включением R , а его фаза — ветви C (рис. 25, а).

При измерениях синфазно изменяются Z_1 и Z_2 , например,

$$Z'_1 = Z_1 + \Delta Z_1 \quad \text{и} \quad Z'_2 = Z_2 - \Delta Z_2.$$

Для упрощения расчетов заменим неидеальный дросель с $Z = R + j\omega L$ идеальным с $Z \approx jX_L = j\omega L$ (рис. 25, б).

Напряжение диагонали получается из второго закона Кирхгофа:

$$U_5 = U'_1 - U_3.$$

Напряжение U_1 выражается через U_0 и индуктивности L'_1 и L'_2 :

$$U'_1 = \frac{j\omega L'_1}{j\omega L'_1 + j\omega L'_2} U = \frac{L'_1}{L'_1 + L'_2} U_0. \quad (59)$$

При $L'_1 = L + \Delta L$, $L'_2 = L - \Delta L$ и $R_3 = R_4 = R$ получим:

$$U'_1 = \frac{L + \Delta L}{L + \Delta L + L - \Delta L} U_0 = \frac{L + \Delta L}{2L} U_0; \quad (60)$$

$$U_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_0 = \frac{R}{2R} U_0 = \frac{1}{2} U_0; \quad (61)$$

$$U_5 = \left(\frac{L + \Delta L}{2L} - \frac{1}{2} \right) U_0 = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L} U_0. \quad (62)$$

Структура управления (62) такая же, как и для резистивного моста с изменяющимися сопротивлениями двух соседних плеч. При измерениях должно поддерживаться постоянным напряжение питания U_0 , так как лю-

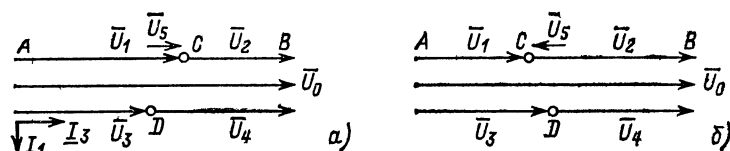


Рис. 26. Векторные диаграммы идеального LLRR-моста [см. схему на рис. 25, б при $L'_1 = L + \Delta L$, $L'_2 = L - \Delta L$ (а) и $L'_1 = L - \Delta L$, $L'_2 = L + \Delta L$ (б)]

бое изменение U_0 вызывает изменение напряжения U_5 и воспринимается как измеряемый сигнал.

В идеальном LLRR-мосте вектор напряжения диагонали U_5 при изменении индуктивности $L'_1 = L + \Delta L$ имеет то же направление, что и вектор напряжения питания U_0 (рис. 26, а), т.е. фазовый угол между ними $\varphi = 0^\circ$. При изменении $L'_1 = L - \Delta L$ вектор напряжения U_5 противоположен вектору U_0 (рис. 26, б), и фазовый угол $\varphi = 180^\circ$. При измерениях неидеальной индуктивности вектор диагонального напряжения U_5 может располагаться под любым углом от 0 до 360° относительно век-

тора напряжения питания. При уравнивании значения напряжения диагонали моста фазовый угол $\varphi=0^\circ$ или $\varphi=180^\circ$, а при уравнивании его фазы $\varphi=+90^\circ$ или $\varphi=-90^\circ$.

2.4. ЕМКОСТНЫЕ ДАТЧИКИ

2.4.1. Принцип действия

Емкость плоского конденсатора

$$C = \epsilon \epsilon_0 A/d, \quad (63)$$

где A — площадь электродов; d — расстояние между ними; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость; $\epsilon_0=0,088542 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — электрическая постоянная (диэлектрическая проницаемость вакуума).

Физическими воздействиями можно влиять на значения ϵ , A и d соответственно при измерениях заполнения объема, угла поворота и давления.

2.4.2. Конструкции емкостных датчиков

На рис. 27 приведены конструкции емкостных датчиков и их характеристики.

Простейший плоский конденсатор (рис. 27, а). При измерениях регистрируется изменение емкости $C = \epsilon \epsilon_0 A/(d + \Delta d)$:

$$\Delta C = C' - C = \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{d + \Delta d} - \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{d} = \frac{\epsilon \epsilon_0 A}{d} \left(\frac{-\delta}{1 + \delta} \right). \quad (64)$$

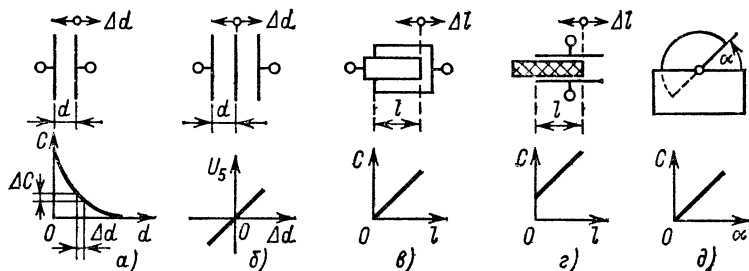


Рис. 27. Емкостные датчики и их характеристики:

а — плоский конденсатор с перемещением обкладки на Δd (измерение расстояния d); б — то же, дифференциальный; в — цилиндрический конденсатор с продольным перемещением на Δl ; г — многопластинчатый конденсатор; д — конденсатор с поворотными обкладками (изменение площади A в зависимости от угла поворота α)

Отсюда находится нелинейное относительное изменение емкости:

$$\frac{\Delta C}{C} = -\frac{\delta}{1+\delta} = -\frac{\Delta d}{d+\Delta d} = -\frac{\Delta d/d}{1+\Delta d/d}. \quad (65)$$

Чувствительность емкостного датчика перемещения

$$S_d = \Delta C / \Delta d \neq \text{const.} \quad (66)$$

В области малых изменений $\Delta d \ll d$ характеристика

$$\Delta C / C \approx -\Delta d / d \quad (67)$$

приближенно может быть принята линейной (рис. 27, а).

Дифференциальный конденсатор (рис. 27, б) с мостом переменного тока (см. пп. 2.4.3) имеет линейную характеристику и применяется в чувствительных датчиках давления.

Датчики с изменяющейся площадью электродов применяют при измерениях линейного перемещения, вызывающего изменение емкости, например, цилиндрического конденсатора (рис. 27, в). Характеристика такого или плоского конденсатора с перемещением изолятора (рис. 27, г) $\Delta C / C = (1 + \Delta l) / l$ линейна. Для измерения угла поворота применяют конденсатор, показанный на рис. 27, д, причем соответствующим выбором формы подвижного электрода может быть обеспечена линейная зависимость емкости от угла поворота α : $C = C_0 + k\alpha$.

Плоские и цилиндрические конденсаторы с перемещаемым изолятором. Рассмотрим в качестве примера расчет переменной емкости плоского или цилиндрического конденсатора (рис. 28), служащего в качестве датчика заполнения объема. Принцип работы этого датчика такой же, как и датчика, показанного на рис. 27, г. Пусть объем между обкладками заполнен на высоту x .

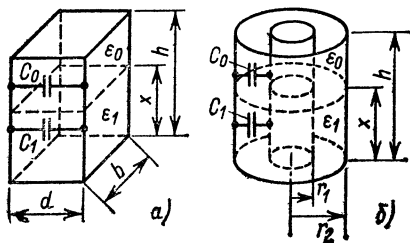


Рис. 28. Плоский (а) и цилиндрический (б) конденсаторы с изменением заполнения x пространства h между электродами диэлектриком

Общая емкость конденсатора складывается из емкости воздушного конденсатора C_0 и конденсатора C_1 , пространство между обкладками которого заполнено содержанием с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_1 .

Для плоского конденсатора (рис. 28, а)

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 b (h - x)}{d}; \quad (68)$$

$$C_1 = \frac{\epsilon_1 \epsilon_0 b x}{d}; \quad (69)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 b}{d} (h - x + \epsilon_1 x); \quad (70)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 b h}{d} + \frac{\epsilon_0 b}{d} (\epsilon_1 - 1) x; \quad (71)$$

$$C = C_{x=0} + C(x). \quad (72)$$

Для цилиндрического конденсатора

$$C_0 = \frac{2\pi \epsilon_0}{\ln r_2/r_1} (h - x); \quad (73)$$

$$C_1 = \frac{2\pi \epsilon_1 \epsilon_0}{\ln r_2/r_1} x; \quad (74)$$

$$C = \frac{2\pi \epsilon_0}{\ln r_2/r_1} (h - x + \epsilon_1 x); \quad (75)$$

$$C = \frac{2\pi \epsilon_0 h}{\ln r_2/r_1} + \frac{2\pi \epsilon_0}{\ln r_2/r_1} (\epsilon_1 - 1) x; \quad (76)$$

$$C = C_{x=0} + C(x). \quad (77)$$

Здесь $C_{x=0}$ — емкость конденсатора при $x=0$.

Характеристика обоих датчиков $C=f(x)$ аналогична характеристике, показанной на рис. 27, г.

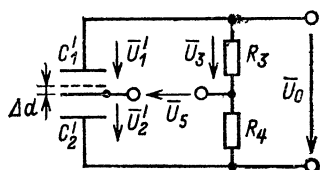
2.4.3. Измерительные схемы с емкостными датчиками

2.4.3.1. Схемы с амплитудной модуляцией

В этих схемах статические и динамические измерения емкости датчика C и ее изменения ΔC производятся с помощью моста переменного тока, как показано, например, на рис. 29. Мост питается переменным напряжением U_0 , выходное напряжение моста U_5 представляет собой амплитудно-модулированный измерительный сигнал.

Рассчитаем напряжение диагонали для CCRR-моста, показанного на рис. 29. Пусть мост симметричен: $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = R_4 = R$, при измерениях перемещается средний электрод датчика на величину Δd , т. е. $d'_1 = d - \Delta d$, и $C_1 = C + \Delta C$, $C_2 = C - \Delta C$.

Рис. 29. Дифференциальный конденсатор в схеме CCRR-моста с измерением напряжения диагонали



Тогда при $U_3 = U_0 R / (R + R) = U_0 / 2$ и

$$U_1 = \frac{\frac{1}{j\omega C'_1}}{\frac{1}{j\omega C'_1} + \frac{1}{j\omega C'_2}} U_0 = \frac{\frac{1}{C + \Delta C}}{\frac{1}{C + \Delta C} + \frac{1}{C - \Delta C}} U_0 \quad (78)$$

напряжение диагонали равно

$$U_5 = \left(\frac{C - \Delta C}{2C} - \frac{1}{2} \right) U_0 = - \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} U_0. \quad (79)$$

Напряжение диагонали линейно зависит от $\Delta C / C$.

Таким образом, если d'_1 уменьшается, то C_1 увеличивается, сопротивление x_{C1} падает и на выходе получается отрицательное напряжение, т. е. вектор напряжения U_5 направлен противоположно вектору питающего напряжения U_0 (см. рис. 26, б).

Расчетные выражения для напряжений диагонали U_5 одинаковы для резистивных датчиков в схеме с изменением сопротивлений соседних плеч и для дифференциальных индуктивных и емкостных датчиков.

RRCC-мосты имеют напряжение питания повышенной частоты (до 1 МГц, например, 465 кГц), чтобы реактивное сопротивление конденсатора $x_C = 1/\omega C$ датчика со сравнительно малой емкостью C было достаточно низким.

Делители напряжения, состоящие из последовательно соединенных конденсатора датчика C и резистора R и питаемые от источника постоянного напряжения, ис-

пользуются лишь при измерениях быстро изменяющихся процессов. Такая схема применяется для конденсаторных микрофонов.

2.4.3.2. Схемы с частотной модуляцией

В схеме на рис. 30 переменная емкость C датчика с постоянной индуктивностью катушки L образует колебательный контур. Напряжение колебаний, амплитуда

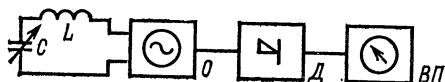


Рис. 30. Структурная схема устройства для измерения емкости датчика с методом частотной модуляции:

LC — колебательный контур; O — осциллятор; D — демодулятор; $ВП$ — выходной прибор

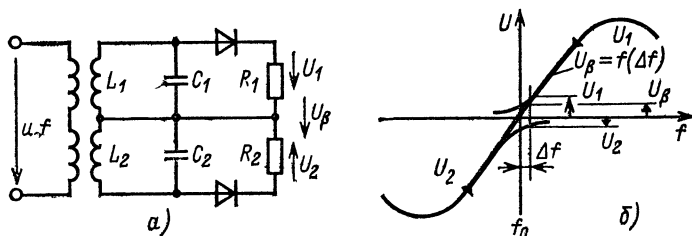


Рис. 31. Принципиальная схема (а) и характеристика (б) демодулятора со встречно направленными напряжениями

которых постоянна, имеет частоту, зависящую от емкости, подается на демодулятор D и преобразуется в аналоговый выходной сигнал. На рис. 31, а в качестве примера приведена принципиальная схема двухтактного демодулятора, состоящего из двух согласованных друг с другом колебательных контуров C_1-L_1 и C_2-L_2 . Сдвинутые относительно друг друга частотные характеристики контуров C_1-L_1 и C_2-L_2 показаны на рис. 31, б. При изменении на Δf начальной частоты f_0 измеряемого сигнала выходное напряжение $U_\beta = U_1 - U_2$. Выходная характеристика в рабочей области линейна:

$$U_\beta \sim \Delta f. \quad (80)$$

2.5. АКТИВНЫЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

2.5.1. Принцип действия

В чувствительных элементах, работающих по генераторному принципу, индуцируется напряжение в проводниках, пересекающих силовые линии магнитного поля. Это напряжение $u = Nd\Phi/dt$, где N — число проводников; Φ — магнитный поток. В зависимости от принципа устройства датчика это напряжение может быть равно:

$$u = NlBv, \quad (81)$$

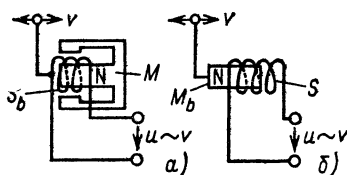
где l — длина проводника; B — индукция магнитного поля; v — скорость движения проводника поперек поля.

При постоянных числе витков катушки, длине проводника и индукции напряжение прямо пропорционально скорости перемещения проводника v или угловой скорости ω при вращении.

2.5.2. Конструкции датчиков с линейным перемещением

На рис. 32 показано принципиальное устройство электродинамических датчиков для измерения скорости пе-

Рис. 32. Электродинамические датчики с подвижной катушкой S_b (а) и постоянным магнитом M_b (б)



ремещения при линейном движении с помощью индуцированного напряжения u , пропорционального v , например, при механических колебаниях.

2.5.3. Вращающиеся конструкции

В генераторе переменного напряжения, показанном на рис. 33, а, имеется неподвижный сердечник с обмоткой, а на роторе закреплены постоянные магниты. Напряжение на выходе такого генератора линейно зависит от частоты вращения (рис. 33, б). Такие генераторы с

числом фаз от одной до четырех, предназначенные для измерения в диапазоне средних частот, создают обычно напряжение с числом периодов более 40, а для импульсных измерений до 1000 на один оборот.

В генераторах переменного напряжения можно использовать для измерения n в единицу времени или угловой скорости ω либо амплитудное значение напряже-

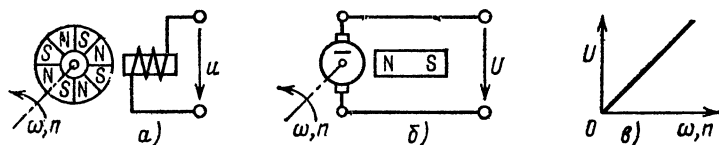


Рис. 33. Электрические генераторы для измерения частоты вращения n или угловой скорости ω :

а — генератор переменного напряжения с многополюсной шайбой; *б* — генератор постоянного напряжения с постоянным магнитом возбуждения; *в* — характеристика генераторов

ния, либо выпрямленное значение, либо частоту f . При передаче результатов на расстояние предпочтительнее применение частоты, так как при использовании частотно-аналогового способа чувствительность к помехам меньше, чем при применении способа с использованием напряжения.

Генераторы переменного напряжения применяются для измерения с высокой точностью частоты вращения n , угла поворота α и угловой частоты ω в устройствах регулирования, автоматизированных станках и т. д.

Полярность в генераторах постоянного напряжения с коммутатором и с возбуждением постоянными магнитами зависит от направления вращения. Однако при постоянной угловой частоте ω выходное напряжение не постоянно. Оно содержит пульсации, и при дифференцировании этого напряжения возникают большие погрешности. Форма напряжения униполярных генераторов теоретически идеальна, однако его значение составляет всего несколько милливольт.

Генераторы постоянного напряжения применяются в качестве датчиков частоты вращения в устройствах регулирования и управления реверсивных приводов.

2.6. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

2.6.1. Принцип действия

При механическом воздействии на пьезоэлектрический кристалл в направлении его полярной электрической оси при очень небольшой деформации (порядка нескольких микрометров) возникает электрический заряд вследствие смещения атомов.

Продольный пьезоэффект. Если сила F действует в направлении электрической оси x_1 кристалла кварца SiO_2 , то из-за сближения положительных ионов кремния или же отрицательных ионов кислорода на плоскостях кристалла A , к которым приложена сила, возникают электрические заряды $+Q$ и $-Q$ (рис. 34, *a*). Ненагруженная кристаллическая шайба электрически нейтральна.

При простом продольном пьезоэффекте для устройств, показанных на рис. 34, *a—в*, возникает заряд

$$Q_x = n d_{11} F_x, \quad (82)$$

где n — число шайб; d_{11} — пьезоэлектрический коэффициент (модуль); F_x — сила, действующая в направлении оси x_1 .

Для получения большего заряда отдельные шайбы располагают столбиком в направлении действия силы и электрически соединяют их параллельно (рис. 34, *в*).

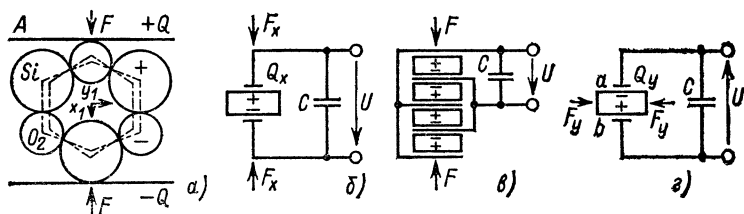


Рис. 34. Пояснение пьезоэлектрического эффекта:

a — упрощенная структура кристалла кварца; *б* — возникновение продольного пьезоэффекта вследствие смещения ионов под действием силы F_x в направлении x_1 ; *в* — датчик с параллельно-последовательным соединением нескольких шайб; *г* — возникновение поперечного пьезоэффекта под действием силы F_y , действующей в направлении y_1

Простой поперечный пьезоэффект. При размерах кристалла a и b (рис. 34, z) и действии силы F_y в направлении y_1 -оси кристалла возникает заряд

$$Q_y = -d_{11} F_y b/a. \quad (83)$$

При обратимом пьезоэффекте приложение к кристаллу электрического напряжения вызывает механические напряжения и его деформацию.

В качестве материала для пьезоэлектрических датчиков пригоден кварц, обладающий следующими характеристиками: прочность на сжатие $\sigma = 400\,000$ Н/см², линейная характеристика без гистерезиса, очень высокая (до нескольких часов) постоянная релаксации заряда, пьезоэлектрическая чувствительность при продольном эффекте $S = 2,31$ пКл/Н, температурный коэффициент пьезоэлектрической постоянной около $2 \cdot 10^{-4}$ 1/К в интервале температур от -200 до $+200$ °С. Кроме кварца, применяются пьезокерамики титанат бария, титанат-цирконат свинца.

2.6.2. Схемы измерений

В соответствии с рис. 34, b емкость C , образованная емкостями кристалла, измерительного кабеля и входной емкостью усилителя, заряжается при появлении заряда до напряжения

$$U = Q/C. \quad (84)$$

Для обеспечения достаточно высокой постоянной времени $\tau = RC$ применяют усилители с полевыми транзисторами, имеющими входное сопротивление $R \geq 10^{13}$ Ом и малую входную емкость (до 20 пФ), а в качестве усилителей заряда — интегрирующие усилители с сопротивлением $R \approx 10^{14}$ Ом (см. пп. 3.3.7).

2.6.3. Постоянная времени

Измеряемый сигнал U изменяется по экспоненциальному закону с $\tau = RC$, где C — эквивалентная емкость; R — входное сопротивление измерительного усилителя.

Измерительные усилители с полевыми транзисторами на входе. При эквивалентной емкости $C = 100$ пФ, состо-

ящей из емкости датчика $C_M=1$ пФ, емкости кабеля $C_K=75$ пФ (такую емкость имеет кабель длиной около 1 м), входной емкости усилителя $C_Y=25$ пФ, и его входном сопротивлении $R_Y=10^{14}$ Ом получаем постоянную времени $\tau=R_Y(C_M+C_K+C_Y)=10^{14} \cdot 10^{-10}=10^4$ с.

Интегрирующие усилители заряда. При их применении постоянная времени τ может достигнуть значения 10^5 — 10^6 с (или от 1 до 10 сут, 1 сут=86 400 с).

За время, равное постоянной времени τ , экспоненциальная функция уменьшается в e раз ($1/e \approx 0,368$) по сравнению со своим первоначальным значением. Когда время измерения мало ($t \ll \tau$), приближенно можно считать, что снижение заряда происходит по линейному закону. Так, например, за $t=0,01\tau$ заряд уменьшается приблизительно на 1 % начального значения. При $\tau=10^5$ с (приблизительно сутки) время спада заряда на 1 % составляет 10^3 с (16,7 мин).

2.6.4. Частотный диапазон измерений

Пьезоэлектрические чувствительные элементы пригодны только для динамических измерений. Частотный диапазон измерений составляет 10^{-5} — 10^5 Гц.

При большом значении $\tau \approx 10^5$ с возможны статическая калибровка и квазистатические измерения продолжительностью около нескольких минут. При малой постоянной времени для динамических измерений требуется также динамическая калибровка.

Нижняя граница частотного диапазона $f_n=1/(2\pi\tau)$. Верхняя граница чаще всего определяется схемой согласования. При статических измерениях $f_n=0$ Гц, что не достигается при использовании пьезоэлектрических датчиков.

Активные пьезоэлектрические датчики имеют высокую чувствительность, относительно высокую разрешающую способность (около 10^{-6}), малое перемещение при измерениях (около 1 мкм) и высокую частоту (до 10^5 Гц). Они применяются для измерения ускорения, силы и давления газа или жидкости, а также в качестве кристаллических микрофонов.

Элементы с пьезорезистивным эффектом относятся к омическим датчикам и применяются для измерения растяжения (см. пп. 7.1.1).

2.7. АКТИВНЫЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В ТЕРМОДИНАМИКЕ, ОПТИКЕ И ХИМИИ

Термоэлементы применяются в качестве датчиков температуры при измерениях температуры в диапазоне $-200 \div +1600^\circ\text{C}$ (см. гл. 8).

Фотоэлектрические преобразователи. Фотоэлементы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры, полевые фототранзисторы представляют собой активные приемники света на основе полупроводников и применяются в светотехнике (см. гл. 9).

Электроды рН-метра применяются при измерениях величины рН, т. е. концентрации ионов водорода в жидкостях при контроле качества питьевой воды, питающей воды в котлах, сточной воды в системах водоочистки и т. д. (см. гл. 10).

3. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

3.1. ВИДЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Для измерительных цепей, состоящих из датчиков, согласующих элементов и выходных приборов (см. рис. 1), имеется много возможностей для их комбинаций в различных измерительных устройствах. Рисунок 35 дает общее представление о таких комбинациях в измерительных схемах. Сплошными линиями на рис. 35 показаны важнейшие связи, штриховыми — применяемые в особых случаях. С использованием переключателей измерительных каналов, сумматоров, модуляторов, операционных усилителей, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей и т. д. возможно расширение возможностей измерительных схем. На рис. 35 показаны применяемые, но пока не нормируемые обозначения датчиков физических величин x и их выходных параметров, например, датчик сопротивления I имеет выходную электрическую величину ΔR , показанную в нижнем правом углу изображения датчика.

При соединениях измерительных элементов друг с другом должны выполняться условия согласования по чувствительности, величине измерительного сигнала, току, потребляемой мощности, входных и выходных сопротивлений и т. д. (см. также пп. 5.1.1).

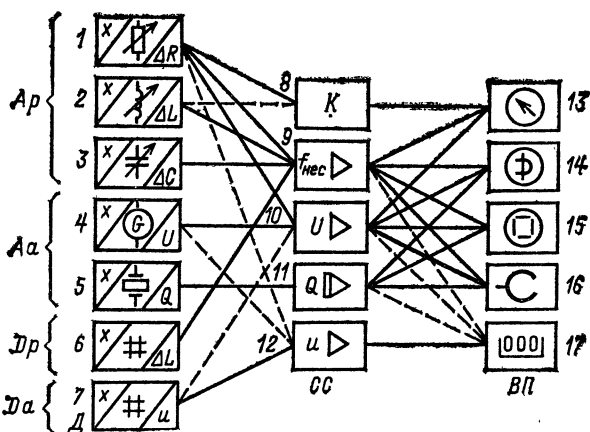


Рис. 35. Комбинации датчиков Д, схем согласования СС и выходных приборов ВП:

1—3 — аналоговые пассивные резистивный, индуктивный и емкостный датчики соответственно; 4, 5 — аналоговые активные генераторный и пьезоэлектрический датчики; 6 — цифровой пассивный датчик (например, датчик с индуктивностью, изменяющейся за счет зубчатого колеса); 7 — цифровой активный датчик, например индукционный генератор; 8 — компенсатор K (с ручной или автоматической настройкой); 9—12 — усилители (с несущей частотой $f_{\text{нес}}$) постоянного напряжения U , заряда Q и переменного напряжения u соответственно; 13 — аналоговый или цифровой показывающий прибор; 14 — самописец (прибор, рисующий временную диаграмму, например компенсограф, скоростной самописец или шлейфовый осциллограф); 15 — электронно-лучевой осциллограф; 16 — магнитофон; 17 — электронный цифровой прибор с цифровым выходом

3.2. УНИФИЦИРОВАННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Унифицированный преобразователь измеряемой величины (как и датчик модульного исполнения) представляет собой чувствительный элемент и схему согласования, причем четко выделить их часто не представляется возможным.

3.2.1. Определение

Унифицированный преобразователь измеряемой величины — устройство, в котором входная физическая величина, например сила, давление, разность давлений, уровень жидкости, температура и т. д., преобразуется с использованием источника энергии в нормированную выходную величину (нормы VDE/VDI2184, см. § 1.3). Он может представлять собой единую комбинацию двух первых членов в измерительной цепи, показанной на

рис. 1. Чувствительный элемент или датчик объединяются в одном приборе со схемой согласования, или же они отделены друг от друга по условиям измерений. Обычно в них нельзя просто переключать диапазоны измерений, как в универсальных схемах типа измерительного усилителя (см. § 3.3).

В унифицированных преобразователях чаще всего используют чувствительные элементы, преобразующие измеряемую величину в сигнал, пропорциональный длине или силе. В качестве измерительного элемента преобразователя давления в зависимости от диапазона измеряемой величины и условий измерения могут применяться пластинчатые или трубчатые пружины, а также пружины в виде гармошки.

Унифицированные преобразователи особенно предпочтительны в больших устройствах с централизованной обработкой разнообразных величин и в устройствах регулирования. Кроме того, они часто экономичнее специальных датчиков и схем согласования.

3.2.2. Унифицированные преобразователи расстояния в ток

В преобразователе, показанном на рис. 36, расстояние s является вторичной величиной измеряемого физического параметра, например силы или давления.

Перемещением s сердечника дифференциального трансформатора создаются два выходных напряжения U'_2 и U''_2 , которые выпрямляются и вычитаются друг из друга. Получаемое постоянное напряжение U_M подается на усилитель $У$ с отрицательной обратной связью по току.

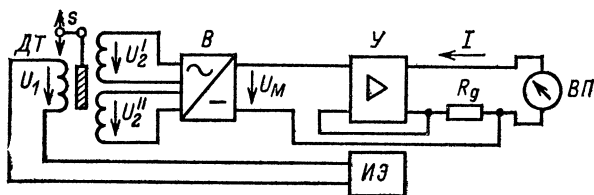


Рис. 36. Преобразователь пути s в нормированный ток I :

ДТ — дифференциальный трансформатор с первичным U_1 и вторичными U'_2 и U''_2 напряжениями; В — выпрямитель; У — усилитель; R_g — сопротивление отрицательной обратной связи по току, служащее, например, для установления диапазона измерений; ВП — выходной прибор, например, амперметр или регулирующий прибор; ИЭ — источник питания

ку и преобразуется в постоянный ток I , регистрируемый выходным прибором ВП. Перемещение

$$s \sim U_M \sim I. \quad (85)$$

3.2.3. Унифицированные преобразователи силы в ток

В унифицированных преобразователях силы в ток (рис. 37), работающих по принципу сравнения или ком-

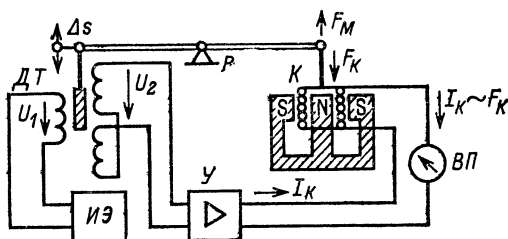


Рис. 37. Унифицированный преобразователь силы в ток:

ДТ — дифференциальный трансформатор; P — рычаг; $У$ — усилитель; K — подвижная катушка в магнитном поле NS ; ВП — выходной прибор; ИЭ — вспомогательный источник энергии; F_K — уравновешивающая сила

пенсации, сила F_M является промежуточной величиной после измерения физического параметра. Сила F_M воздействует на рычаг P и смещает сердечник дифференциального трансформатора на величину Δs . Возникающее напряжение U_2 усилителем $У$ преобразуется в ток I_K . Этот ток протекает до тех пор, пока не будет достигнуто равенство измеряемой силы F_M и компенсирующей: $F_K = F_M$. В этом устройстве

$$\Delta s \sim U_2 \sim I_K \sim F_K = F_M. \quad (86)$$

Унифицированные преобразователи используются в измерительных и регулирующих устройствах при измерениях статических и квазистатических величин, таких как перемещение s , угол α , сила F , давление газа или жидкости P , дифференциальное давление ΔP , уровень жидкости h и температура T .

3.3. СОГЛАСУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Согласующее устройство (схема согласования, измерительный усилитель) служит для согласования сигнала измерительного датчика с амплитудой несколько милливольт с регистрирующим или выходным прибором.

3.3.1. Частотные диапазоны

В табл. 2 приведены диапазоны измеряемых и несущих частот наиболее употребительных схем согласования. Полоса измеряемых частот дается поставщиками приборов чаще не в соответствии с общепринятыми нормами по спаду амплитуды при различном соотношении амплитуд (см. табл. 13, пп. 6.3.6).

Т а б л и ц а 2. Частотные диапазоны и значения несущей частоты схем согласования

Схема согласования	Полоса частот, Гц	Несущая частота, Гц
Делитель напряжения (С-связь)	$1-100 \cdot 10^3$	0
Компенсатор постоянного напряжения:		
с ручной компенсацией	0	0
с автоматической компенсацией	0—1	0
Компенсатор переменного напряжения	0	180
Модуляционный измерительный усилитель	0—100	$1 \cdot 10^3$
Усилители с несущей частотой:		
для малых частот	0—10	220
стандартные	0—500	$5 \cdot 10^3$
промышленные	0—500	$10 \cdot 10^3$
универсальные	$0-1,5 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$
для больших частот	$0-15 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$
для емкостных датчиков	$0-25 \cdot 10^3$	$465 \cdot 10^3$
Измерительный усилитель постоянного напряжения	$0-1 \cdot 10^2$	0
Измерительный усилитель заряда	$0,1-2 \cdot 10^6$	—
Измерительный усилитель переменного напряжения	$1-1 \cdot 10^6$	—

3.3.2. Компенсаторы

Описанные выше автоматические компенсаторы с аналоговым или цифровым выходом (метод отклонений) или компенсографы с указателями и регистраторами выходной величины снабжаются часто системами концевых выключателей для включения и выключения регулирующих устройств.

3.3.3. Модуляционные измерительные усилители

В модуляционных усилителях (рис. 38) измеряемое напряжение преобразуется в модуляторе M в переменное напряжение. Сигналы управления поступают от ге-

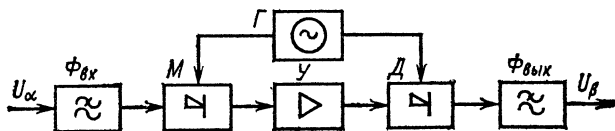


Рис. 38. Структурная схема усилителя с модуляцией:

U_α , U_β — входная и выходная величины; $\Phi_{вх}$, $\Phi_{вых}$ — входной и выходной фильтры низких частот; M — модулятор; $У$ — усилитель переменного напряжения; $Д$ — фазочувствительный демодулятор; $Г$ — генератор модуляционной частоты

нератора $Г$ модуляционного напряжения. Получающееся в модуляторе M переменное напряжение усиливается узкополосным усилителем $У$, имеющим малый дрейф нуля (см. пп. 6.3.4), и выпрямляется в фазочувствительном демодуляторе $Д$, также управляемом от генератора $Г$.

Входной RC -фильтр служит для предотвращения попадания высокой частоты генератора во входные цепи. Выходной фильтр (RC -цепь или активный интегратор) необходим для сглаживания демодулированного полезного сигнала. При необходимости на выходе включается усилитель мощности [16].

Модуляционные усилители для измерения очень малых постоянных напряжений отличаются высокой стабильностью, небольшим напряжением (0,1 мкВ/К) и током (1 пкА/К) дрейфа. При частоте модуляции $f_{tr} = 1$ кГц диапазон измеряемых частот f_M от 0 до 100 Гц.

3.3.4. Измерительные усилители с несущей частотой

Эти усилители имеют самое разнообразное применение, так как к ним могут быть подключены датчики, работающие на разных принципах (см. рис. 35).

В измерительных усилителях с несущей частотой входная схема представляет собой мост переменного напряжения и резистивный, индуктивный или емкостный датчик $Д$ (рис. 39). Мост питается от источника пере-

менного напряжения Γ с несущей частотой. Напряжение диагонали, возникающее при рассогласовании моста, является измеряемым сигналом. Оно представляет собой амплитудно-модулированное напряжение с несущей частотой f_{tr} . Это напряжение подается на усилитель переменного напряжения $У$ с аттенуатором и пропускающим полосовым фильтром, а затем поступает на синхронный демодулятор $СД$ (фазочувствительный выпрямитель, кольцевой модулятор, выпрямительный мост), питаемый от источника с той же несущей частотой, где оно выпрямляется с учетом полярности измеряемой величины. Демодулированное напряжение после фильтрации фильтром низкой частоты Φ представляет собой либо измеряемый сигнал, который после обработки регистрируется прибором $ВП$, либо входную величину в регулирующем устройстве.

Процесс модуляции и демодуляции в усилителе несущей частоты поясняется на рис. 40. Изменяющийся во времени измеряемый сигнал $x(t)$ (рис. 40, а), возникающий, например, при изменении сопротивления резистивного датчика в мостовой схеме, вызывает появле-

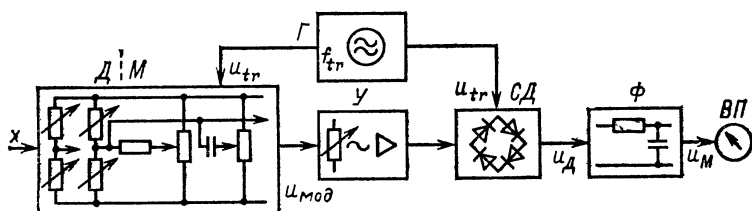


Рис. 39. Структурная схема усилителя с несущей частотой:

Γ — генератор несущей частоты; $ДМ$ — датчик с мостом; $У$ — усилитель переменного напряжения с аттенуатором; $СД$ — синхронный демодулятор; Φ — фильтр низких частот; $ВП$ — выходной прибор



Рис. 40. Временные диаграммы сигналов в измерительном усилителе с несущей частотой:

а — изменение измеряемой величины x ; б — модулированное напряжение $U_{мод}$ с точкой P , соответствующей повороту фазы на 180° ; в — демодулированное напряжение U_d несущей частоты

ние в измерительном мосту с несущей частотой (см. рис. 39) модулированного напряжения диагонали $U_{\text{мод}}$ (рис. 40, б). При переходе измеряемого сигнала через нуль (точка P) фаза диагонального напряжения $U_{\text{мод}}$ изменяется на 180° . После выпрямления с учетом полярности синхронным демодулятором (фазочувствительным выпрямителем) возникает демодулированное напряжение U_d (рис. 40, в), содержащее положительную и отрицательную составляющие, которое после прохождения через фильтр низких частот является измеряемым сигналом U_M , соответствующим входному сигналу $x(t)$.

На практике для модуляции синусоидального напряжения достаточно соблюдение условия

$$f_{tr} = 5f_{\max}, \quad (87)$$

где f_{tr} — несущая частота; f_{\max} — максимальная частота измеряемого сигнала.

Усилитель переменного напряжения в измерительном устройстве с несущей частотой должен иметь полосу пропускания не менее $\pm 0,2 f_{tr}$. При фильтрации несущей частоты для сигналов с очень крутыми фронтами отношение f_{tr}/f_{\max} может быть меньше 5, например, при $f_{tr} = 5$ кГц и $f_{\max} = 1,5$ кГц оно равно 3,3.

При стробоскопической регистрации измеряемого сигнала с частотой f_{\max} согласно теореме Шанона требуемая частота стробоскопирования $f_{\text{ст}} = 2f_{\max}$.

Измерители с усилителями несущей частоты имеют следующие параметры:

Чувствительность при измерении растяжения	
S_e , мВ [(мкм/м)/В]	10
Напряжение питания моста U_0 , В	1—10
Отклонение при уравнивании, %	>1
Выходное напряжение, В	0—1
	0—5
	0—10
Выходной ток, мА	0—100

3.3.5. Усилители постоянного напряжения в мостах

Операционные усилители, служащие для усиления напряжения диагонали мостов, питаемых постоянным напряжением, должны обладать свойствами, приведенными в табл. 3. Основные схемы включений операционных усилителей с обратными связями приведены на рис. 41.

Т а б л и ц а 3. Связи между напряжением u , током i и сопротивлением R инвертируемых и неинвертируемых операционных усилителей

Параметр	Инвертируемый усилитель (рис. 40, б)	Неинвертируемый усилитель (рис. 40, в)
Входной ток	$i_\alpha = i$	$i_\alpha \approx 0$
Ток, протекающий по R_1	$i_1 = u_\alpha / R_1$	$i_1 = u_{\alpha 1} / R_1$
Ток обратной связи	$i_g = i_i$	$i_g = i_i$
Входное напряжение: отрицательный вход	$u_{\alpha 1} \approx 0$	$u_{\alpha 1} \approx u_\alpha$
положительный вход	0	$u_{\alpha 2} \approx u_\alpha$
Напряжение на сопротивлении обратной связи отрицательной связи	$R_g i_g \approx -u_\beta$	$R_g i_g \approx u_\alpha R_g / R_1$
Выходное напряжение	$u_\beta = -u_1 R_g / R_1$	$u_\beta = u_{\alpha 1} +$ $+ u_g \approx u_\alpha (1 + R_g / R_1)$
Усиление по напряжению	$K = -R_g / R_1$	$K = 1 + R_g / R_1$

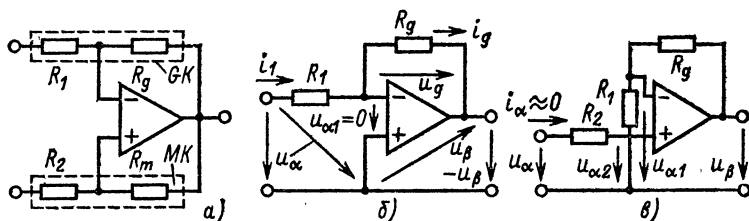


Рис. 41. Варианты включения операционных усилителей с резистивной отрицательной GK и положительной MK обратными связями (а), с инвертируемыми (б) и неинвертируемыми (в) напряжениями u и током i

Усилитель с одним заземленным входным выводом. В мостовой измерительной схеме с заземленной средней точкой и симметричным относительно земли напряжением питания (рис. 42) при $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$ и изменении сопротивления $R'_1 = R(1 + \delta)$ возникает напряжение диа-

гонали, равное 0,1—100 мВ на 1 В питающего напряжения.

Выходное напряжение усилителя постоянного тока при сопротивлении отрицательной обратной связи

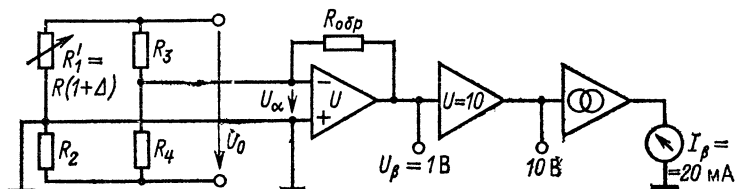


Рис. 42. Мост с усилителем постоянного напряжения с заземлением входной цепи в одной точке:

U_β , I_β — выходные напряжение и ток

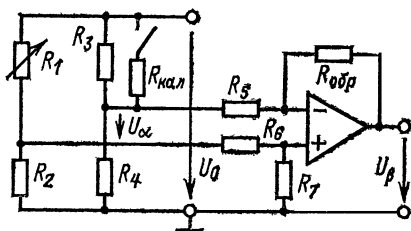
$R_{обр} = nR = 100R$ примерно равно 1 В и рассчитывается по выражению

$$U_\beta \approx n (\Delta R/R) U_0/4. \quad (88)$$

Усилитель с дифференциальным входом. В схеме, приведенной на рис. 43, источник питания моста имеет заземленный вывод. Выходное напряжение дифференциального усилителя при $R_5 = R_6$ и $R_7 = R_{обр}$

$$U_\beta = -U_\alpha R_{обр}/R_5. \quad (89)$$

Рис. 43. Мост с усилителем постоянного напряжения с дифференциальным входом: U_α , U_β — входное и выходное напряжения усилителя



При измерениях по схеме, приведенной на рис. 43, при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ и $R_5 = R_6 = 0$, а также при $R_7 = R_{обр} = nR$ из-за изменения $R_1 = R(1 + \Delta)$ возникает выходное напряжение

$$U_\beta \approx - \frac{n/2}{1 + (1/2n)} (\Delta R/R) U_0. \quad (90)$$

Мост может питаться от источника постоянного напряжения или тока.

После уравнивания перед началом измерений параллельно сопротивлению R_3 моста включается калибровочное сопротивление $R_{\text{кал}}$ (рис. 43) для получения известного напряжения для калибровки усилителя. При одинаковых сопротивлениях $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ калибровочное напряжение

$$U_{\text{кал}} = \frac{R}{4R_{\text{кал}} + 2R} U_0. \quad (91)$$

Из-за сложности схем мостов на практике значение калибровочного сопротивления часто определяется эмпирически одновременно с калибровкой датчика.

3.3.6. Сравнение измерительных усилителей несущей частоты и усилителей постоянного напряжения

Данные табл. 4 иллюстрируют различные характеристики измерительных усилителей несущей частоты и постоянного напряжения.

Таблица 4. Свойства измерительного усилителя с несущей частотой 5 кГц и измерительного усилителя постоянного напряжения

Параметр, свойства	Измерительный усилитель	
	с несущей частотой	постоянного напряжения
Датчик	Омический, индуктивный, емкостный	Омический
Границы измеряемых частот, кГц	0—1,3	0—100
Диапазон измерений	От 10^2 до 10^5 мкВ/м	От 0,1 до 100 мВ
Относительное разрешение	10^{-6}	10^{-6}
Нелинейность, %	0,02	0,05
Дрейф нуля, мВ/К	0,01	0,1
Узкополосные шумы, мВ/В	0,05	0,5
Подавление синфазных помех	Да	Нет
Влияние емкости кабеля:		
при статических измерениях	Есть*	Нет
при динамических измерениях	Есть**	Есть

* Можно скомпенсировать.

** Слабое.

Из частотной характеристики (рис. 44, а) следует, что в усилителе несущей частоты синфазные помехи (см. пп. 5.2.5) подавляются, так как их частоты (например, термо-ЭДС U_T , напряжения питающей сети U_C) сильно различаются и находятся за пределами диапазона измеряемых частот. Напротив, в усилителе постоян-

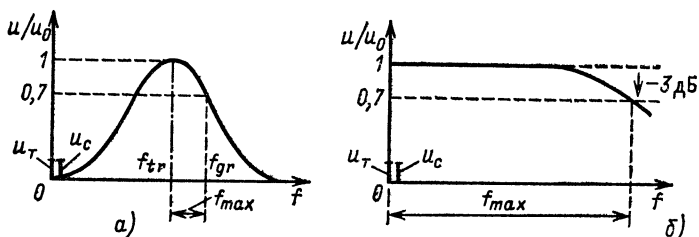


Рис. 44. Частотные характеристики усилителя с несущей частотой (а) и измерительного усилителя постоянного напряжения (б):

f_{tr} — несущая частота; f_{gr} — граничная частота; f_{max} — диапазон измеряемых частот; u_T и u_C — напряжения помех за счет изменения температуры и из сети соответственно

ного напряжения полностью усиливаются и помехи. Термо-ЭДС U_T , возникающие в местах соединений разных металлов, например измерительного кабеля, могут достигать 40 мкВ/К.

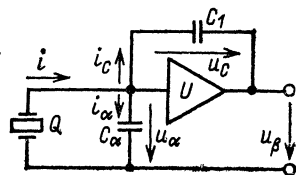
Так как применение каждого из усилителей имеет свои преимущества и недостатки (см. табл. 4), выбирается лучший способ измерения для конкретных задач с учетом принципа действия датчика, диапазона измеряемых частот и требуемой точности измерений.

3.3.7. Измерительный усилитель заряда

При пьезоэлектрических датчиках применяют усилитель заряда (интеграционный усилитель) (рис. 45).

Рис. 45. Принципиальная схема усилителя заряда:

C_α — входная емкость; C_1 — проходная емкость; Q — заряд



После определения токов i_α и i_c в зависимости от выходного напряжения U_β расчет выходного напряжения, возникающего при появлении заряда Q , производится по выражению

$$U_\beta = -Q / [(C_{вх} K) + C_1 (1 + 1/K)]. \quad (92)$$

Здесь $C_{вх}$ — входная емкость; C_1 — емкость обратной связи; K — коэффициент усиления.

Входная емкость

$$C_{вх} = C_d + C_k,$$

где C_d — емкость датчика; C_k — емкость кабеля.

При больших коэффициентах усиления $K \geq 1000$ можно при расчетах принять $C_{вх} \ll C_1$ и $1/K \ll 1$. Тогда приблизительно выходное напряжение не зависит от $C_{вх}$ и C_k :

$$U_\beta \approx -Q / C_1, \quad (93)$$

при помощи емкости связи C_1 можно изменять диапазон измерений. При параллельном подключении к C_1 резистора с сопротивлением R можно уменьшить постоянную времени и тем самым повысить стабильность работы усилителя. При больших постоянных времени измерительной цепи необходима статическая или квазистатическая калибровка, а при малых — динамическая.

При постоянном коэффициенте усиления цепью обратной связи можно регулировать чувствительность и устанавливать заданные значения диапазонов измерений.

3.3.8. Усилители переменного напряжения

Измерительные усилители переменного напряжения с конденсатором C и трансформатором связи между

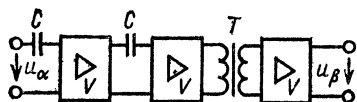


Рис. 46. Структурная схема измерительного усилителя переменного напряжения

ступенями T (рис. 46) имеют малый дрейф нуля, так как отдельные ступени имеют развязку по постоянному напряжению.

Чаще всего усилители имеют частотный диапазон 10 Гц—100 кГц. Они применяются в измерительных цепях с активными датчиками с телескопическими катушками — чувствительными элементами при измерении колебаний или в цепях с импульсными датчиками, работающими по электродинамическому или фотоэлектрическому принципу и служащими для измерения частоты вращения.

3.3.9. Измерительные кабели

Влияние кабелей. При измерениях отдельные элементы цепи почти всегда соединяются друг с другом измерительным кабелем. Особенно сильное влияние может оказывать кабель, соединяющий датчик со схемой согласования, при большой его длине из-за активного сопротивления и емкости и их изменения при измерениях, а также при калибровке.

Влияние сказывается в уменьшении значения измеряемой величины (затухание). Оно может быть учтено теоретически или эмпирически, если определить значения измеряемой величины в схеме с кабелем и без кабеля. Влияние кабеля можно оценить достаточно точно, применяя специальные способы схемы измерения.

Соединительные провода датчиков. Аналоговые пассивные чувствительные элементы обычно соединяются со схемами согласования двух- или многожильными проводами, активные — двухжильными, чаще всего экранированными кабелями. Длина кабеля в зависимости от принципа работы датчика и способа измерений может достигать несколько сотен метров, в некоторых случаях — 10 км. Измерительные схемы с пассивными датчиками при коротких кабелях питаются чаще всего постоянным напряжением $U_0 = 1 \div 10$ В, а при кабелях с большим или изменяющимся сопротивлением жилы — постоянным током.

При активных пьезоэлектрических датчиках стремятся использовать измерительные кабели с хорошей изоляцией и длиной не более нескольких метров.

В устройствах с цифровой формой сигнала или при передаче его без проводов (см. § 3.6) возможна передача сигнала на любые расстояния.

Схемы с двумя проводами. В мосте, показанном на рис. 16, а, сопротивления жил проводов R_L оказываются

соединенными последовательно с измерительным сопротивлением R_M и относительное выходное напряжение моста уменьшается:

$$\frac{U_5}{U_0} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R_M}{R_M} \frac{R_M}{R_M + 2R_L}. \quad (94)$$

Изменение сопротивления проводов из-за влияния температуры воспринимается как изменение напряжения измеряемого сигнала.

Схема с тремя проводами. В схеме моста, изображенной на рис. 47, при одинаковых сопротивлениях сое-

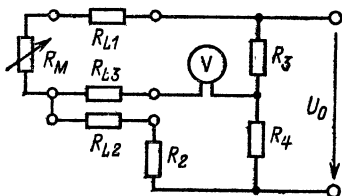


Рис. 47. Схема моста с переменным сопротивлением одного плеча и тремя соединительными проводами:

R_M — измеряемое сопротивление; R_L — сопротивления проводов

динительных проводов R_L ошибка измерений из-за влияния температуры скомпенсирована (нормы VDI/VDE 2635, распространяющиеся также на схемы мостов с двумя изменяющимися сопротивлениями соседних плеч и схемы с логометрами).

Сопротивление проводника R_{L1} соединено последовательно с измерительным сопротивлением R_M , а сопротивление проводника R_{L2} — последовательно с сопротивлением моста R_2 соседней ветви.

Схемы с четырьмя и пятью проводами. Мосты с изменяющимися сопротивлениями всех плеч для исключения влияния сопротивления соединительных проводов должны содержать минимум четыре жилы, и они соединяются с измерительным усилителем многожильными кабелями с числом жил от 5 до 7.

В схеме с пятью проводами, показанной на рис. 48, мост питается по двум проводам от источника напряжения U_0 . Напряжение диагонали U_5 по двум проводам R_L подается на вход дифференциального усилителя ДУ. Такое соединение мостов принято называть дважды симметричным относительно земли.

Пятый проводник R_F идет к осциллятору G для подстройки напряжения питания моста U_0 .

Изменение сопротивлений моста и соединительных проводов в этой схеме не воспринимается как измеряемый сигнал. Если питающие и измерительные провода разделены и проложены в заземленном экране, то несимметрия емкостей кабелей практически не сказывается при уравнивании моста.

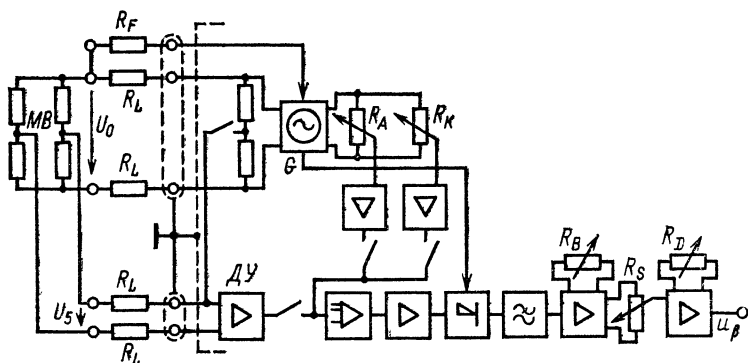


Рис. 48. Структурная схема устройства с мостом, измерительными усилителями несущей частоты и пятью соединительными проводами: R_L , R_F — сопротивления проводов; R_A , R_K , R_B , R_S , R_D — резисторы с регулируемым сопротивлением для уравнивания и калибровки моста, установки диапазона измерений и чувствительности усилителя и тензодатчика

Шести- и семипроводные схемы. Если для поддержания постоянного значения напряжения питания моста U_0 используются два отдельных провода, а для уравнивания моста применяется еще один проводник, то получается схема с мостом, в котором изменяются сопротивления двух соседних плеч, и шестью проводами, а с мостом, при изменяющихся сопротивлениях всех плеч, — с семью проводами. Это относится к питанию как постоянным напряжением, так и током.

3.4. ВЫХОДНЫЕ ПРИБОРЫ

При измерениях статических и динамических величин в зависимости от задач измерений применяют пассивные аналоговые или цифровые показывающие или регистрирующие (с записью или запоминанием) выходные приборы.

Регистрирующие приборы. Для измерения быстроизменяющихся величин необходимы самописцы, осцилло-

графы, осциллоскопы или регистрирующие приборы с записью на магнитную ленту, служащие для получения, запоминания и обработки результатов измерений. Используются механические, оптические, магнитные и электронные принципы регистрации аналоговых и цифровых процессов.

К цифровым регистрирующим приборам относятся телетайпы, буквопечатающие (механические или матричные с 5×7 числом точек) дисплеи, запоминающим — приборы с перфокартами и перфолентами, с магнитным запоминанием на ленте, кассете, пластине, барабане, в тонком слое или на магнитных сердечниках, цифровые кассетные магнитофоны и др. (табл. 5).

Т а б л и ц а 5. Регистрирующие приборы

Тип прибора	Диапазон измеряемых частот, Гц	Погрешность, %
Компенсатор с точечной печатью	0—0,01	0,25
Гальванометр с точечной печатью	0—0,01	1
Компенсатор-самописец	0—1	0,25
Гальванометр-самописец	0—20	1
Скоростной самописец	0—150	2—5
Осциллограф с жидкой струей	0— $1 \cdot 10^3$	2—5
Светолучевой (шлейфовый) осциллограф	0— $15 \cdot 10^3$	2—5
Электронно-лучевой осциллограф	0— $1 \cdot 10^9$	1—5
Стробоскопический осциллограф	$\sim 10^9$	1—5
Осциллоскоп с памятью	$\sim 10^6$	1—5
Приборы с непосредственной регистрацией аналогового сигнала на магнитной пленке, с частотной модуляцией и импульсно-кодовой модуляцией	$\sim 10^6$	1

При выборе регистрирующего прибора необходимо руководствоваться не только диапазоном частот и погрешностью, но и другими характеристиками. При этом нужно учитывать:

способ регистрации (печатающая головка, перо с чернилами, волокнистый или шариковый регистратор, магнитофон и др.);

скорость подачи (разверки), максимальное время регистрации, число каналов регистрации;

стоимость материала (бумаги, пленки, магнитной ленты), а также стоимость закупки приборов;

возможности дальнейшей цифровой обработки выходного сигнала.

Дальнейшая обработка результатов более благоприятна при цифровой форме, пригодной как для показывающих, так и для регистрирующих приборов.

Для аналоговых регистрирующих приборов с заданными измеряемыми частотами f_m и длиной волны λ на регистрируемой кривой требуется скорость развертки $v = f_m \lambda$. Обычно требуется, чтобы $\lambda \geq 1$ мм. Для регистрирующего прибора, имеющего чувствительную систему с большой массой (например, шлейфовый осциллограф), существует понятие времени успокоения T_E , которое определяется как время, необходимое для получения показаний с заданными отклонениями от установившегося значения при скачкообразном изменении измеряемого сигнала. Между временем успокоения и верхней граничной частотой f_{max} существует следующая связь:

$$T_E = 1/2f_{max}$$

или

$$f_{max} = 0,5/T_E. \quad (95)$$

Для электронно-лучевых осциллографов временные характеристики определяются полосой пропускания (областью частот, в которой прибор может работать с заданной точностью) f_{max} или временем нарастания T_A (интервалом времени между точками, соответствующими 10 и 90 % максимального значения регистрируемой ступенчатой функции).

Полоса пропускания и время нарастания связаны между собой соотношениями:

$$T_A = 0,35/f_{max}; \quad f_{max} = 0,35/T_A$$

или

$$f_{max} T_A = 0,35. \quad (96)$$

Например, при идеальном прямоугольном импульсе время нарастания электронно-лучевого осциллографа с полосой пропускания 10 МГц составляет 35 нс.

При осциллографических исследованиях быстрых переходных процессов со временем нарастания T_A целесообразно использовать осциллоскоп с граничной частотой

$$f_{max} = 5 \cdot 0,35/T_A. \quad (97)$$

Аналоговые приборы с регистрацией сигнала на магнитной ленте обычно имеют от семи до восьми дорожек (каналов) при ширине пленки 6,35 или 12,7 мм. При ширине пленки 25,4 мм число дорожек составляет 14—16. Скорость движения пленки может меняться семью би-нарными ступенями (с удвоением при переходе к следующей ступени). Максимальное соотношение скоростей 1 : 64. Значения скоростей выбираются либо в диапазоне

Т а б л и ц а 6. Характеристики регистрирующих магнитофонов

Способ записи	Тип пленки	Полоса частот f_M , Гц	Средняя частота f_{cp} , кГц	Уровень помех η , дБ
Непосредственная запись	Intermediate* band	$f_8=300\div 600\cdot 10^3$ $f_1=200\div 5\cdot 10^3$	— —	37 34
	Wide band**, тип I	$f_8=400\div 1,6\cdot 10^6$ $f_2=400\div 25\cdot 10^3$	— —	30 24
	Wide band**, тип II	$f_8=400\div 2\cdot 10^6$ $f_2=400\div 31,25\cdot 10^3$	— —	22 19
Частотная модуляция	Low band***, не- равномерность $\pm 40\%$, ± 1 дБ	$f_8=0\div 20\cdot 10^3$ $f_1=0\div 156$	108 0,84	55 45
	Intermediate* band, неравномерность $\pm 40\%$	$f_8=0\div 40\cdot 10^3$ $f_1=0\div 312$	216 1,6875	54 45
	Wide band**, тип I, неравномерность $\pm 40\%$	$f_8=0\div 80\cdot 10^3$ $f_1=0\div 625$	432 3,375	52 40
	Wide band**, тип II, неравномер- ность $\pm 30\%$, +1...—6 дБ	$f_8=0\div 500\cdot 10^3$ $f_2=0\div 7,8\cdot 10^3$	900 14,06	35 29
Кодоимпульс- ная модуляция	—	$f_8=0\div 2\cdot 10^3$ $f_1=0\div 62,5$	— —	60 60

* Средняя полоса частот.

** Широкополосная.

*** Узкополосная.

от $v_1 \approx 2,5$ до $v_7 \approx 150$ см/с, либо от $v_2 \approx 5$ до $v_8 \approx 300$ см/с.

Переменная скорость пленки позволяет растянуть время в пределе 1 : 64 или уплотнить его в отношении до 64 : 1 и тем самым осуществить трансформацию частоты при обработке результатов измерений.

Входное напряжение этих приборов составляет обычно 1—10 В, а выходное напряжение — приблизительно 1 В.

В табл. 6 приведены полосы частот f_m , средние частоты f_{cp} и отношение полезного сигнала U_m к напряжению шумов $U_{ш}$ $\gamma = U_m/U_{ш}$ при скоростях движения пленки v_8, v_6, v_2 и v_1 аналоговых регистрирующих приборов с непосредственной записью, с частотной модуляцией при средней частоте f_{cp} и с кодоимпульсной модуляцией.

При кодоимпульсной регистрации частота аналого-цифровых преобразований в секунду на канал выбирается приблизительно в 5 раз выше, чем полоса пропускания канала. При магнитофонной регистрации используются следующие способы: NRZ-L, NRZ-M, -S, RZ, ВЛФ-L, -M, -S, NBФ-L, -M, -S (см. пп. 3.6.8).

В числовых магнитофонах согласно нормам IRIG максимальная плотность импульсов на одной дорожке составляет приблизительно 400 бит/см.

3.5. АВТОМАТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

В связи с автоматизацией лабораторной, испытательной и измерительной техники, необходимы рациональное получение и запоминание результатов измерений, передача измерительных сигналов на расстояние, отбор данных и обработка результатов измерений.

3.5.1. Устройства для получения и запоминания результатов измерений

Внедрение устройств для получения запоминания результатов измерений и устройств для их обработки позволяет экономить измерительные приборы и труд обслуживающего персонала, сократить время, требуемое для измерений и обработки, а также снизить количество ошибок.

Например, автоматические системы получения и обработки результатов измерений на электростанциях позволяют достаточно быстро циклически снимать показания с 3000—6000 точек, запомнить и обработать результаты измерений с помощью нескольких приборов, связанных с ЭВМ.

В устройствах контроля измеряемых величин с селективным граничным контролем требуется, например, сигнализация и регистрация только тогда, когда измеряемая величина отклоняется от заданных пределов. В таких измерительных системах сигнал часто передается на расстояние (см. § 3.6). Для уменьшения опасности выхода из строя измерительного прибора требуются регулирующие устройства с повышенной надежностью.

Сложные устройства с автоматической обработкой подразделяют на два типа.

Устройства первого типа служат главным образом для получения, регистрации или накопления информа-

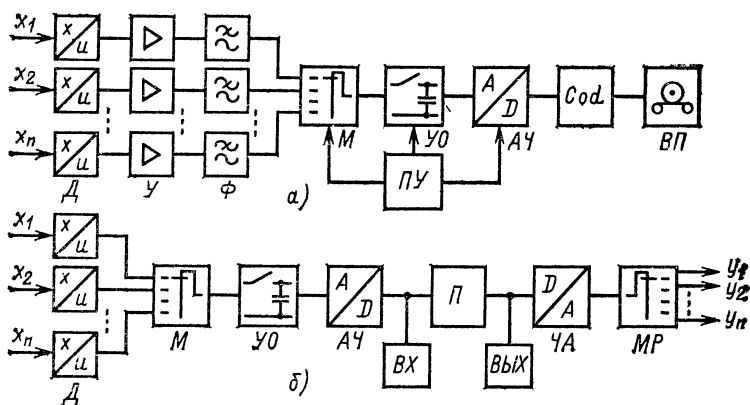


Рис. 49. Примеры упрощенных структурных схем устройств для регулирования, обработки и регистрации измеряемых величин с циклическим опросом и переводов результатов в цифровую форму:

а — устройство с обработкой результатов в любой более поздний момент, определяемый прибором управления $ПУ$ в соответствии с заданным критерием; б — устройство с обработкой информации программным процессором Π одновременно с ее поступлением (в реальном масштабе времени); x_1, x_n — измеряемые или регулируемые величины; y_1, y_n — выходные или опорные величины; D — измерительные преобразователи, датчики; $У$ — усилители; Φ — фильтры низких частот; M — мультиплексор; $УО$ — устройство опроса; $АЧ$ и $ЧА$ — аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи; $ВП$ — выходной прибор, например печатающий или с записью на магнитоленту; $ВХ, ВЫХ$ — ввод и вывод данных

ции о процессе. Обработка и оценка результатов измерений в них происходит, начиная с некоторого момента, когда выполняются заданные условия (см. гл. 4). В качестве примера на рис. 49, а показана упрощенная схема такого устройства с прибором управления ПУ.

Устройства второго типа представляют собой измерительные и регулирующие устройства, в которых подводимая измерительная информация преобразуется, например, в командные сигналы, непосредственно воздействующие на процесс заданным образом. При этом между получением измеренных данных и их обработкой есть небольшое время. В устройствах, работающих в реальном времени, измеренные величины сразу же передаются и обрабатываются.

На рис. 49, б приведена упрощенная схема такого устройства с числом регулируемых цепей $n > 100$. В нем предусмотрен для обеспечения временного регулирования программируемый процессор П. Этот процессор по входным величинам x рассчитывает выходные величины y , необходимые для обеспечения управления и оптимизации. С помощью устройств, содержащих процессоры, можно обрабатывать как аналоговые, так и цифровые результаты измерений.

3.5.2. Интерфейсы

Управление временным ходом процесса обработки измеряемых величин в больших устройствах (DIN44302) одним процессором используется только в больших устройствах со сравнительно высокими затратами. В меньших устройствах предпочтительно использование мини-ЭВМ, которые позволяют не только изменять программу, но и производить дальнейшую обработку результатов измерений. Еще меньшие затраты могут быть при использовании микропроцессоров.

В интерфейсе (DIN/IEG625), принципиальная схема которого показана на рис. 50, можно объединить до 15 измерительных и вычислительных приборов в последовательную или параллельную интерфейсную систему с помощью шин при общем расстоянии передачи сигналов до 20 м при быстройдействии до 2 Мбит/с. Все приборы имеют одинаковые нормированные разъемы для входа и выхода сигналов. В асинхронном режиме «старт-стоп» каждый прибор получает команду от контроллера со

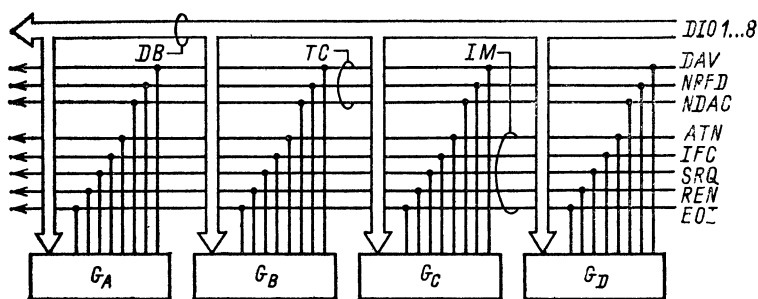


Рис. 50. Система с последовательным и параллельным потоком информации для программируемых измерительных приборов согласно DIN/IEG625, ч. 1 и 2:

DB — система, содержащая восемь каналов для получения и выдачи информации (шины данных *DIO 1...8*); *TC* — шины управления; *IM* — шины обычного и интерфейсного управления; *DAV* — «пригодные данные»; *NRFD* — «не готов к приему данных»; *NDAC* — «данные не поступают»; *ATN* — «внимание»; *IFC* — «интерфейс готов»; *SRQ* — «требуется проверка»; *REN* — «возможно только внешнее обслуживание»; *EOI* — «конец или распознание»; *G_A* — приемно-передаточный прибор управления, например настольная ЭВМ; *G_B* — приемно-передающий прибор, например программируемый цифровой мультиметр; *G_C* — приемный прибор, например сигнал-генератор; *G_D* — передающий прибор, например счетчик

своим адресом и сигналы управления по трем проводам шин адресов *TC*, например, для приема данных для программирования цифрового мультиметра в определенном диапазоне измерений по шинам *DB*.

Прием данных регулируется временными сигналами, например тактовыми. Для выполнения измерений нужно сначала вызвать адрес прибора, а затем по шине адресов *TC* послать сигнал начала измерений. Прибор управления может запросить результаты измерений из измерительного прибора только после появления сигнала окончания измерений. Для этого контроллер вызывает адрес измерительного прибора и по шине *TC* выдает ряд кодированных приказов для вызова или промежуточного запоминания отдельных значений измеряемой величины в определенной последовательности в кодированном виде.

Кодированные данные передаются по восьми проводам шины данных от приборов и к приборам. Аналогично производится печать измеряемых величин на печатающем выходном устройстве.

Пять проводов шины управления *IM* обеспечивают передачи информации внутри системы со сборными шинами.

Одновременно с контроллером в системе может работать только один прибор, вводящий данные в систему, и одновременно до 14 приемников информации из системы.

3.5.3. Мультиплексоры

Мультиплексоры применяются при получении и передаче на расстояние измеряемых величин. Во временном мультиплексоре запрашиваются до 1000 аналоговых каналов вручную или автоматически друг за другом и подключаются к выходу. На выходе мультиплексора сигнал модулирован (см. рис. 54, *з*). Длительность последующего аналого-цифрового преобразования при кодоимпульсной модуляции (см. пп. 3.6.8) строго поддерживается сигналом в устройстве опросных импульсов. В мультиплексоре каждый канал с датчиком переключается вручную с помощью двух-, трех- или четырехполюсных переключателей или автоматически при помощи реле или полупроводниковых многоканальных переключателей, имеющих малое время переключения и хорошие коммутационные характеристики. Для системы опроса во временных мультиплексорах пригодна теорема Шانونа, согласно которой требуется не менее двух опросных импульсов в течение периода синусоидального сигнала, чтобы этот сигнал в теоретически идеальных условиях воспроизвести по амплитуде и частоте. Так как на практике нет идеальных условий, фильтров и т. д., используется обычно более высокая частота повторения опросов, более 5 в течение периода измеряемого сигнала.

При выборе электрических мультиплексоров учитывают следующие условия: количество каналов, активные или пассивные датчики, схемы измерения (например, уравнивание моста при каждом датчике может осуществляться либо в отдельных схемах, либо в одном централизованном устройстве с запрограммированным режимом работы), форму сигнала (постоянное напряжение или переменное с несущей частотой), диапазоны входных напряжений, входные сопротивления, сопротивление в прямом и обратном направлении, усиление, логику управления (например, TTL-логика), точность пере-

дачи, возможность перехода сигнала с одной основной цепи на другую и с одной на несколько параллельных, время установления режима, частоту переходного режима, которая обратно пропорциональна времени установления.

3.6. ДИСТАНЦИОННЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ТЕЛЕМЕТРИЯ

3.6.1. Устройства для дистанционных измерений

Дистанционное измерение — это измерение, при котором измеряемая величина передается в виде электрического сигнала от одной точки к другой по проводам или каналу;

телеметрия — передача измеряемого сигнала от подвижного объекта к подвижному или неподвижному приемнику (станции) без проводов, с помощью радиоволн.

Система передачи данных (рис. 51) состоит из двух связанных передающими проводами станций *DS*, содержащих элементы, обозначенные в соответствии с DIN 44302. Принципиально устройство для дистанционных измерений содержит блоки получения, преобразования, передачи и приема измеряемого сигнала, а также расшифровки и выдачи измеряемой величины. Модулятор *DÜE* в начале линии преобразуют сигнал в форму, пригодную для передачи, демодулятор в конце линии *DÜE* выполняет обратное преобразование.

Компоновка устройств для дистанционных измерений и телеметрии зависит от использования различных мето-

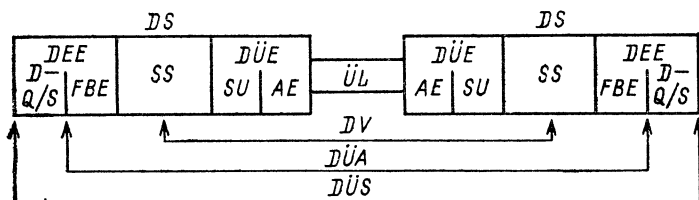


Рис. 51. Система обработки данных согласно DIN44302:

DUS — система передачи данных; *DÜA* — система обработки данных; *DV* — соединения; *DS* — передающая и принимающая станции данных; *DEE* — устройство окончательной информации; *D-Q/S* — устройство сброса сигнала; *FBE* — устройство дистанционной работы; *SS* — интерфейс; *DÜE* — устройство для передачи данных; *SU* — преобразователь сигнала; *AE* — включающее устройство; *DÜL* — передающие линии

дов измерения. При ее осуществлении используют те же элементы, что и в устройствах для получения и обработки результатов измерений (см. § 3.5).

Дистанционная передача измеряемых величин может выполняться либо с направленным в одну сторону потоком информации, либо с реверсивным потоком.

Дистанционные измерения используются во многих областях науки и техники, например при контроле и управлении технологическими процессами, в электрических сетях и системах электроснабжения с центральных диспетчерских пунктов, при управлении транспортом, при разработке автомобилей, самолетов, в медицине, при защите окружающей среды, прогнозировании землетрясений, погоды, при космических полетах.

3.6.2. Аналоговые дистанционные способы измерений с преобразованием информации типа амплитуда — структура

Существуют различные способы интенсификации дистанционных измерений с помощью вспомогательного источника напряжения. К ним относятся дистанционные измерения перемещений с резистивными датчиками, со схемами измерений, содержащими делители напряжения, компенсаторы, мосты, логометры, а также с индуктивными датчиками и сельсинами (см. § 2.2 и 2.3).

Передача сигналов постоянным током. При аналоговых способах измерений в любой момент времени сохраняется четкое соотношение между значениями измеряемой величины и сигнала.

В передаче сигналов постоянным током (рис. 52) измеряемая величина x преобразуется в величину y в преобразователе Π , и затем после усилителя \mathcal{U} ток i воздействует на измерительные приборы $A_0 \dots A_3$. В пределах диапазона измерений $x_{min} < x < x_{max}$ ток

$$i = S_x (x - x_{min}) + i_0 = f(t), \quad (98)$$

где S_x — чувствительность; i_0 — ток при x_{min} .

В качестве передающих проводов при входных сигналах согласно табл. 2 используются двойные измерительные или телефонные линии. При мощности усилителя 1—2 Вт значение напряжения на линии не превышает 10 В из-за электрической прочности изоляции линии. Максимальное сопротивление нагрузки $R_n = U/I = (10/2 \cdot 10^{-2} \div 10/5 \cdot 10^{-3}) = 500 \div 2000 \text{ Ом}$.

При передаче постоянным напряжением используют источник напряжения при входных сигналах согласно табл. 2. Из-за влияния сопротивлений проводов и их изменения при выходных приборах, потребляющих ток, возникают погрешности показаний. Преимуществом

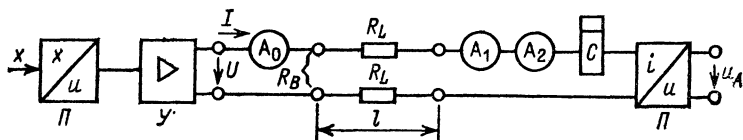


Рис. 52. Аналоговое устройство для передачи сигнала постоянного тока:

x — измеряемая величина; u — измеряемое напряжение; I — постоянный ток; A_0 , A_1 , A_2 — приборы; C — счетчик; R_L — сопротивление проводников; R_B — сопротивление выходного прибора; l — длина проводов (20—80 км)

является то, что все приемники могут иметь один заземленный вывод.

3.6.3. Аналоговые дистанционные способы измерений с преобразованием информации типа частота — структура

Способы с переменной частотой. При этом способе измеряемая величина преобразуется в электрический сигнал с частотой, пропорциональной значению измеряемой величины (аналого-частотный способ). Изменение частоты осуществляется чаще всего в колебательном контуре путем изменения индуктивности или емкости.

На рис. 58 показана принципиальная схема *бесконтактной аналого-частотной передачи измеряемой величины на короткое расстояние* при измерениях момента вращения (см. § 7.9). Изменение сопротивления тензодатчика в измерительном мосте M преобразуется умформером $У$ и генератором $Г$ в выходную частоту, пропорциональную вращающему моменту (частотная модуляция средней частоты). Питание вращающейся детали осуществляется либо от встроенной в нее батареи B , либо от бесконтактного потенциал-регулятора с выпрямителем. Стационарно установленная часть C воспринимает сигнал, индуцированный в катушке $ПР$ (или электроде конденсатора при емкостной связи). Сигнал в измерительном приемнике $П$ с дискриминатором преоб-

разуется в выходное напряжение, равное $\pm(1-10)$ В, или же в выходной ток ± 20 мА, измеряемые выходным прибором ВП.

Этот способ применяется для бесконтактной передачи на малое расстояние (1—100 см) физических величин

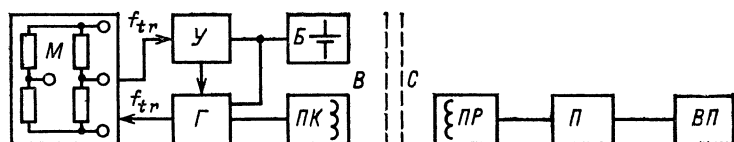


Рис. 53. Индуктивное одноканальное устройство для передачи измеряемой величины на малое расстояние:

f_{tr} — несущая частота; M — измерительный мост; U — измерительный преобразователь-умформер; G — осциллятор; B — батарея; PK — передающая катушка, PR — приемная катушка; P — измерительный приемник с дискриминатором; WP — выходной прибор; B и C — вращающаяся и неподвижные части соответственно

при измерительной частоте $f_M = 1600$ Гц, таких как сила, момент вращения, температура при использовании тензодатчиков, индуктивных датчиков или термоэлементов, установленных на вращающихся валах.

3.6.4. Аналоговые импульсные способы

Измеряемые величины могут быть преобразованы в последовательность импульсов различными способами.

Частотно-импульсный способ. Количество импульсов в единицу времени может служить мерой измеряемой величины (рис. 54, а). Обычно частота повторения импульсов составляет 2—12, 5—15 или 5—25 импульсов в секунду. Так как принципиально возможно передавать импульсы с бесконечно большой частотой, речь идет об аналоговых, непрерывно работающих системах.

Модуляция длительности импульса. Измеряемая величина u_x преобразуется в прямоугольные импульсы с постоянным максимальным напряжением u_0 различной длительности t_x , пропорциональной измеряемому сигналу: $u_x \sim t_x$ (рис. 54, б). При основной длительности периода T в приемнике получается измеряемый сигнал $u_x \sim t_x/T$. Частота повторения импульсов $f = 1/T$ механических генераторов импульсов составляет обычно 1 Гц,

а электронных — 10 Гц. Погрешность передачи не превышает 1 %.

Модуляция фазы (положения) импульса. При этом способе измеряемая величина u_x преобразуется во временной интервал t_x , равный интервалу от первого короткого импульса до второго короткого импульса.

При увеличении длины линии этот способ предпочтительнее предыдущего.

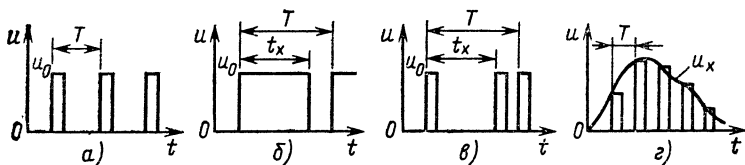


Рис. 54. Способы дистанционных передач серий импульсов: а — частотно-импульсный метод; б — импульсная модуляция длительности; в — модуляция фазы импульса; г — амплитудная модуляция; T — период между импульсами; u_0 и u_x — напряжение импульса и измеряемой величины

Модуляция амплитуды импульса. Аналоговый измеряемый сигнал $u_x = f(t)$ может быть представлен в виде эквидистантной последовательности импульсов (рис. 54, г) с амплитудой, равной мгновенному значению сигнала, как это делается обычно в стробоскопических осциллографах, т. е. импульсы оказываются промодулированы по амплитуде.

Этот модулированный сигнал создается, как и при временном мультиплексоре, коммутатором опросных импульсов. После передачи сигнала и демодуляции определяется максимальное значение импульса, которое при необходимости запоминается на короткое время. Получающаяся ступенчатая кривая аналогична кривой оригинала.

Кодоимпульсная модуляция. При этом способе промодулированный по амплитуде импульс переводится в цифровую форму, кодированный в бинарной форме сигнал передается. При демодуляции отдельные числа преобразуются в цифро-аналоговом преобразователе в сигнал, пропорциональный измеряемой величине, который запоминается на короткое время. В результате получается ступенчатая кривая. Этот способ применяется главным образом во временных мультиплексорах (см. пп. 3.6.8).

3.6.5. Частотные мультиплексоры

Устройство для передачи измеряемых величин часто содержит несколько каналов, которые могут работать одновременно благодаря частотным мультиплексорам. При этом экономятся каналы передачи (например, провода).

В системах с *модуляцией поднесущей частоты* (рис. 55) напряжение измеряемого сигнала вызывает частот-

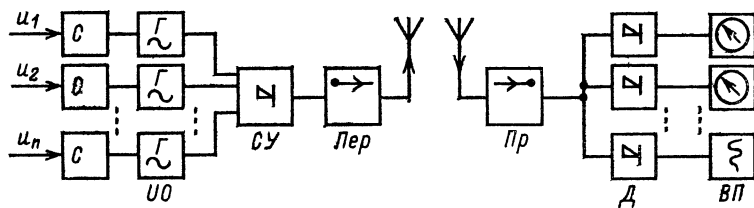


Рис. 55. Принципиальная схема частотного мультиплексора с модуляцией нижней несущей частоты (телеметрическая FM—FM-система):

U_1, \dots, U_n — напряжения измеряемых сигналов; C — устройство согласования; Γ — генераторы нижней несущей частоты; $СУ$ — смешивающий усилитель; $Пер$ — передатчик; $Пр$ — приемник; $Д$ — детектор нижней несущей частоты; $ВП$ — выходной прибор

ную модуляцию в генераторе поднесущей частоты Γ . Все сигналы поднесущей частоты суммируются в смешивающем усилителе $СУ$, и суммарный сигнал модулирует частоту передачи. Обычно максимальная частота передачи составляет 466 МГц, мощность — около 1 Вт. Поскольку как главная, так и поднесущая частота модулированы, в этом случае говорят о способе двойной частотной модуляции.

На стороне приемника сигнал должен дважды выпрямляться. При первом выпрямлении в приемнике получается сумма всех поднесущих частот, и с помощью фильтров выделяют отдельные поднесущие частоты. Дальнейшее выпрямление после каждого фильтра дает напряжение, соответствующее передаваемой измеряемой величине. Это напряжение с максимальной полосой $f_m \approx 5$ кГц поступает на выходные приборы, регистрируется на бумаге или магнитной ленте и может быть использовано для последующей обработки.

Частотные мультиплексоры могут иметь поднесущие

каналы с $f_m=400, 800$ и 1200 Гц, а также $f_s=37; 169; 433; 456$ и 466 МГц (нормы IRIГ, эти частоты используются в медицине, биотелеметрии и промышленности).

Зоной приема является зона видимости. Она составляет примерно 30 км при высоте антенны 75 м.

Такие устройства при допустимой погрешности менее 1% оказываются сравнительно дорогими.

Модуляция поднесущей частоты. Если поднесущая частота модулируется не по частоте, а по амплитуде, то снимаются проблемы дрейфа нуля, и осцилляторы и демодуляторы упрощаются. Однако при этом погрешности амплитуды воспринимаются как измеряемый сигнал.

3.6.6. Временные мультиплексоры

Если при решении задачи измерений можно отказаться от одновременной передачи всех измеряемых величин, то часто оказывается выгодным использовать специальные приборы, например временные мультиплексоры. В них несколько каналов включаются поочередно для передачи результатов измерений.

На рис. 56 показана принципиальная схема передачи с временным мультиплексором с n каналами для пе-

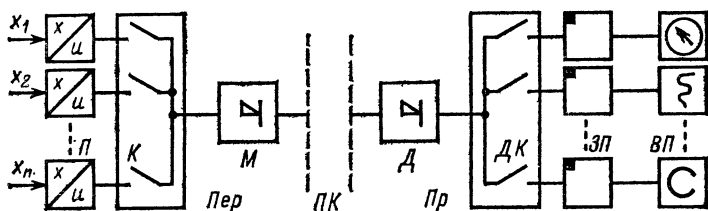


Рис. 56. Устройство для дистанционной передачи с временным мультиплексором:

x_1-x_n — измеряемые величины; $и$ — измеряемые напряжения; $Пер$ — передатчик; $ПК$ — передающий канал; $Пр$ — приемник; $П$ — преобразователь измеряемой величины; $К$ — коммутатор; $М$ — модулятор; $ДК$ — декоммутатор; $ЗП$ — устройство памяти; $ВП$ — выходной прибор

редачи аналоговых величин. На сторонах передатчика $Пер$ и приемника $Пр$ (командой станции и подстанции) синхронно включаются коммутатор $К$ и декоммутатор $Дк$, к которым подсоединены датчики измеряемых напряжений $и_1...и_n$ и соответствующие выходные приборы $ВП$.

Временной мультиплексор — стробоскоп. На рис. 57 показан случай, когда три измеряемых напряжения u_1 , u_2 и u_3 во время цикла движения коммутатора K при необходимости сравниваются с опросным импульсом и передаются. Наряду с ними передаваемый синхронизирующий импульс u_c управляет движением декоммутатора

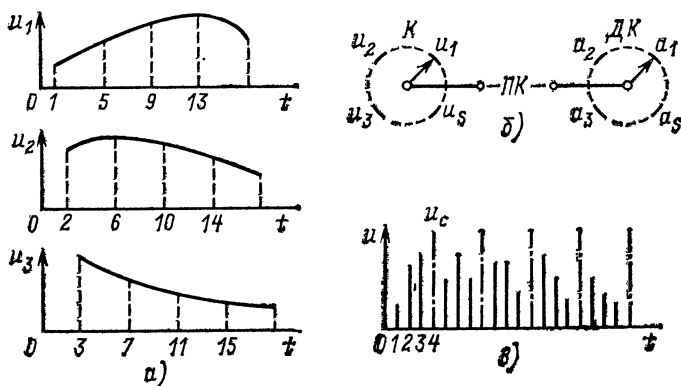


Рис. 57. Стробоскопирование с помощью временного мультиплексора:

a — измеряемые напряжения, изменяющиеся во времени; b — устройство с коммутатором K , передающим каналом ΠK , декоммутатором $ДК$; $в$ — форма передаваемых сигналов u с синхронизирующим импульсом u_c

$ДК$ на приемной стороне. Передаваемые импульсы напряжения, как и в устройстве на рис. 56, кратковременно запоминаются в памяти отдельных каналов. С помощью фильтра низких частот воспроизводится кривая оригинала, которая регистрируется соответствующим выходным прибором. Граничная полоса фильтра низких частот должна быть равна половине частоты вращения коммутатора. Частота повторения импульсов f_p на практике выбирается по крайней мере вдвое больше, чем частота высшей гармоники f_{max} передаваемого сигнала, чаще всего $f_p \geq 5 f_{max}$.

Коммутация. Быстро изменяющиеся сигналы требуют либо коммутаторов с большой частотой вращения и малым числом каналов, либо использования нескольких контактов коммутатора (рис. 58).

В пределах цикла стробоскопирования согласно рис. 58, a можно с помощью ускоренной коммутации чаще

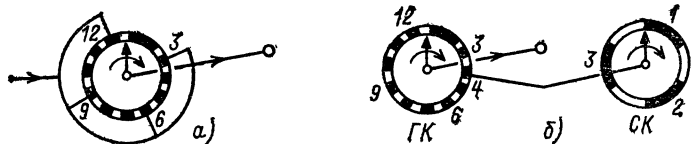


Рис. 58. Устройства для коммутации:

а — коммутация четырех эквидистантных каналов; *б* — коммутация с помощью главного коммутатора *ГК* и субкоммутатора *СК*

снимать сигнал высокой частоты. При замедленной коммутации (рис. 58, б) низкочастотный сигнал снимается через каждый второй или третий цикл. Количество данных при ускоренном коммутаторе в каждом цикле стробоскопирования основного коммутатора увеличивается в 2 раза (или более).

Избирательные измеряемые сигналы, как и спорадически появляющаяся информация, такая как сообщения, приказы и т. д., после ее распознавания может передаваться однократно. Различные данные в зависимости от их важности могут передаваться в приоритетном порядке. Временной мультиплексор может быть включен в одном канале с частотным мультиплексором (см. пп. 3.6.5).

Так как при стробоскопировании измеряемого импульса напряжения при импульсно-амплитудной модуляции возникают импульсы до 600 Бод и эти импульсы не всегда можно передать по проводам (например, по телефонным), то используют описанные далее способы передачи.

Пример 5. Каковы частоты повторения импульсов временного мультиплексора при числе каналов $n=15, 30, 60$ и 90 и соответствующих частотам вращения коммутатора $f_u=200, 100, 50$ и $33,3$ Гц?

Частота повторения импульсов для всех каналов $f_p = n f_u = 3$ кГц, т. е. для всех каналов имеется 3000 опросных импульсов в секунду. Измеряемый сигнал может опрашиваться в течение большего времени при сокращении числа каналов коммутатора.

3.6.7. Временные мультиплексоры с фазоимпульсной модуляцией

В этих приборах измеряемая величина определяется как интервал времени между фронтами импульсов i_1 и i_2 . Первый импульс в передатчике и приемнике вызыва-

ет появление линейно нарастающего напряжения. Когда это напряжение равно измеряемой величине, в передатчике генерируется второй импульс i_2 , с появлением которого прекращается нарастание напряжения в приемнике. Это напряжение, соответствующее измеряемой величине, вводится в память и выдается на выход. После окончания последнего (например, пятого) опроса с помощью импульса большей длительности производится синхронизация приемного устройства.

Так как измеряемая величина пропорциональна интервалу времени между фронтами импульсов, погрешности за счет колебательных процессов в схеме не возникает.

3.6.8. Временные мультиплексоры с числовой кодоимпульсной модуляцией

При передаче измеряемых величин на большие расстояния преобладает при большом числе каналов числовое представление сигналов с кодоимпульсной модуляцией. При этом измеряемое напряжение u сравнивается с опросным сигналом, квантуется и передается в виде последовательных чисел-слов (рис. 59).

В приемнике (рис. 59, б) поступающий поток информации после синхронизирующего устройства воспроизводится в регенераторе ГСТС, в последовательно-параллельном преобразователе переводится в бит-параллельную форму и с помощью цифро-аналогового преобразователя ЦАП преобразуется в стробоскопирующие выходные импульсы. Демультимплексор ДМП распределяет сигналы на фильтры Φ , и на выходах получаются напряжения $u_{вн}$, соответствующие измеряемым величинам.

Эти устройства применяют либо в системах для переработки и обработки результатов измерений с задержкой во времени, либо в системах для синхронной числовой регистрации и последующей обработки.

Квантование. Уровни напряжений $u_{1,2,...}$, получаемые в процессе стробоскопирования в моменты $t_{1,2,...}$ (рис. 60, а), преобразуются в аналого-цифровом преобразователе в бинарный код. При этом образуются последовательно передаваемые числа-слова (рис. 60, б—г) в двоичной системе 0—1.

Слово с $n=3$ бит дает разрешение измеряемой величины с $2^3=8$ квантованными интервалами (ступенями амплитуды). Длина каждого числа-слова с $n=3$, 8, 12 бит и т. д. является определяющей для достижимых разрешения и точности всей системы. При $n=3$ бит соответствует разрешение 2^3 ступеням, или относительное разрешение составляет $2^{-3}=0,125$. Относительная погрешность квантования в аналого-цифровом преобразователе $\pm 0,5$ бит может привести к погрешности $\pm 6,25\%$.

Представление относительных разрешений Q при разных шагах квантования, соответствующих бинарному представлению n , встречающемуся в измерительной технике, можно получить из табл. 7.

Как уже отмечалось, частота опроса f_P обычно берется выше максимальной частоты f_{max} измеряемого

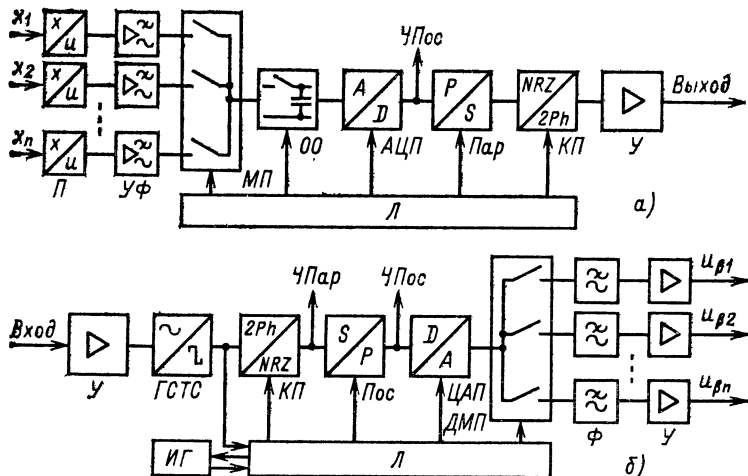


Рис. 59. Структурная схема устройства для передачи данных с кодо-импульсной модуляцией:

а — передатчик (модулятор); б — приемник (демодулятор); x_1-x_n — измеряемые величины; $u_{\beta 1}-u_{\beta n}$ — выходные напряжения; П — преобразователь измеряемой величины; УФ — предварительный усилитель с фильтром; МП — мультиплексор; ДМП — демultipлексор; ОО — схема для остановки опроса; АЦП и ЦАП — аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователи; Пар и Пос — параллельно-последовательный и последовательно-параллельный преобразователи; КП — кодовый преобразователь; ГСТС — генератор для выделения синхронных тактовых сигналов (регенератор); ИГ — интегратор-генератор; Л — логика управления; ЧПар и ЧПос — устройства для цифровой параллельной и последовательной выдачи сигналов

Таблица 7. Квантование измерительных величин при различных бинарных числах n

Параметры	Бинарное число n						
	7	8	9	10	11	12	14
Числа квантования j	2^7	2^8	2^9	2^{10}	2^{11}	2^{12}	2^{14}
	128	256	512	1024	2048	4096	16 384
Относительное разрешение Q , %	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05	0,025	0,0125

сигнала. Как правило, $f_P \approx 5 f_{max}$, при этом коэффициент нелинейных искажений не превышает 1 %. В интервале $t_1 - t_2$ между импульсами можно передавать слова других измерительных каналов. Цикл стробоскопирования, включающий длительность передачи синхронизирующего слова и одного слова-числа для каждого канала, обозначается рамкой. Паритетным контролем надежности кода можно добиться любой желаемой точности передачи [16].

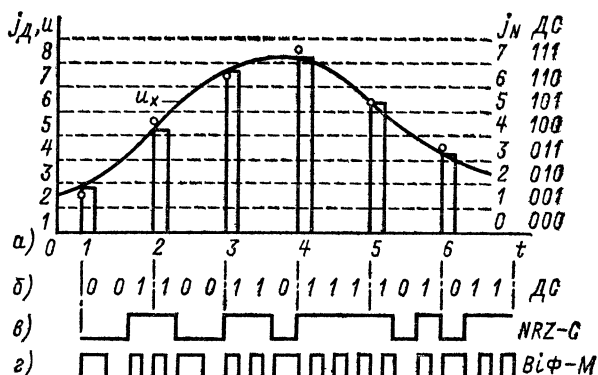


Рис. 60. Квантование при кодоимпульсной модуляции:

а — квантование с t опросами измеряемого напряжения u_x при десятичных j_D или нумерованных j_N ступенях мгновенных значений u в двоичной системе ДС; б — код квантования в двоичной форме; в — форма напряжения при естественном кодировании в двоичной системе NRZ-C; г — форма напряжения при кодировании с изменением длительности импульсов в начале каждого нового разряда ВЧФ-М

Для передачи сигналов мультиплексоров с числовой кодоимпульсной модуляцией согласно нормам IRIG применяются следующие бинарные коды: NRZ-L или NRZ-C; NRZ-S; RZ; ВiФ-L, ВiФ-M или ВiФ-S; DM-NRZ-M или DM-NRZ-S.

Наиболее употребительны NRZ-C-способы, причем 1 обозначает определенный уровень, а 0 — противоположный (рис. 60, в), а также ВiФ-M-способы с изменением уровня всех начал слов, причем 0 не может быть вторым изменением уровня, а после 1 второе изменение уровня происходит на 0,5 бит позднее (рис. 60, г).

При ENRZ-способе для максимальной плотности информации, как и при NRZ-способе (т. е. при естественном бинарном коде), в каждую группу информации вводятся коды паритетов. При этом достигается плотность информации на магнитной ленте максимум 13 бит, или же до 1 Мбит/с. При этом относительная погрешность информации не превышает 10^{-7} .

Пример 6: Определим, какое максимальное количество шагов квантования и какие максимальные частоты измеряемого сигнала f_{max} достижимы в передаче при кодоимпульсной модуляции слов с $n_1=8$, $n_2=10$ и $n_3=12$ бит при объеме передаваемой информации $f_b=3$ Мбит.

Число ступеней (квантов) $j=2^n$, и в соответствии с табл. 10 $j_1=256$, $j_2=1024$, $j_3=4096$.

Если при частоте f_M производить только однократный запрос, то потребуются количество информации $f_T=n f_M$. На практике в течение периода проводится минимум пять опросов, и поэтому объем информации

$$f_b = 5n f_M. \quad (99)$$

Отсюда получаем максимальную частоту $f_{max}=f_b/5$, или $f_{max1}=2 \cdot 10^6/5 \cdot 8=50$ кГц; $f_{max2}=40$ кГц и $f_{max3}=33,3$ кГц.

4. ЭЛЕКТРОННАЯ ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Главной задачей обработки результатов измерений является обобщение и снижение объема информации для получения характеристических, определяющих данных о процессе.

При этом возникают следующие частные задачи:

преобразование представления информации;

приведение физических величин и условий эксперимента к нормальным;

отыскание связей между измеряемыми сигналами и математическими функциями;

нахождение математических связей между конечными результатами;

вывод предельных (граничных) значений параметров процесса;

учет градуировочных кривых;

составление диаграмм;

анализ возможности снижения скорости поступления и количества поступающей информации, уменьшения влияющих параметров;

определение характеристик процесса и их влияния на конечные результаты.

Измеряемые данные могут быть обработаны в измерительных цепях либо сразу в процессе измерений, либо после промежуточного запоминания, механической печати в виде графиков с помощью электрографии, записи на магнитофоне.

Измеряемые сигналы представляются чаще всего в детерминированной форме при постоянных, периодически или однократно меняющихся процессах или в стохастической форме при нерегулярных изменяющихся процессах.

4.1. СЧЕТНЫЕ ПРИБОРЫ

Счетные приборы в измерительных цепях устанавливаются для обработки измеряемых сигналов путем проведения расчетных операций с ними.

4.1.1. Приборы связи

Приборы связи служат для связи двух или многих измеряемых сигналов.

Сложение и вычитание. Для получения суммы u в приборе сложения (рис. 61, а) должно соблюдаться условие

$$u = -K(\omega_1 a + \omega_2 b + \dots + n\omega_n \dots), \quad (100)$$

где a, b, \dots, n — входные величины; $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ — оценочные коэффициенты; K — коэффициент усиления.

При двух входных напряжениях получают следующие выходные напряжения:

для суммирующего прибора

$$u_\beta = \omega_1 u_{\alpha 1} + \omega_2 u_{\alpha 2}; \quad (101)$$

для вычитающего прибора

$$u_\beta = \omega_1 u_{\alpha 1} - \omega_2 u_{\alpha 2}. \quad (102)$$

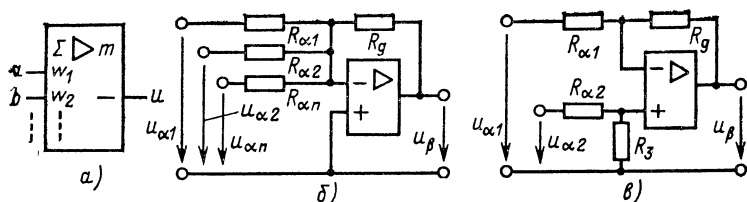


Рис. 61. Аналоговые устройства для получения суммы и разности величин:

а — обозначение сумматора согласно DIN40900; *б* — инверсионный операционный усилитель в качестве аналогового сумматора; *в* — дифференциальный усилитель в качестве устройства для получения разницы величин; u_α и u_β — входная и выходная величины

Сумматор (рис. 61, б) при n входных напряжениях u_α , приложенных к входным сопротивлениям R_α при идеальном операционном усилителе, дает выходное напряжение

$$u_\beta = -R_g (u_{\alpha 1}/R_{\alpha 1} + u_{\alpha 2}/R_{\alpha 2} + \dots + u_{\alpha n}/R_{\alpha n}). \quad (103)$$

В приборе для вычитания (рис. 61, в) при идеальном дифференциальном усилителе выходное напряжение

$$u_\beta = \frac{R_{\alpha 1} + R_g}{R_{\alpha 1}} \left(\frac{R_3}{R_{\alpha 2} + R_3} u_{\alpha 2} - \frac{R_g}{R_{\alpha 1} + R_g} u_{\alpha 1} \right). \quad (104)$$

При $R_{\alpha 2} = nR_{\alpha 1}$ и $R_3 = nR_g$

$$u_\beta = R_g (u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1})/R_{\alpha 1}. \quad (105)$$

Если $R_{\alpha 1} = R_g$, происходит непосредственное вычитание, и выходное напряжение

$$u_\beta = u_{\alpha 2} - u_{\alpha 1}. \quad (106)$$

При малой разности обоих входных напряжений $u_{\alpha 1}$ и $u_{\alpha 2}$ вследствие неодинаковых коэффициентов усиления входов, а также из-за разброса сопротивлений резисторов, подключаемых к операционному усилителю, может возникнуть большая погрешность, которую можно снизить, применяя схемы вычитания с двумя операционными усилителями.

Электронное аналоговое умножение и деление. Устройства для умножения и деления показаны на рис. 62, а, б. При входных величинах a и b и коэффициенте w выходные сигналы записываются в следующем виде:

для схемы умножения

$$u = wab, \quad (107)$$

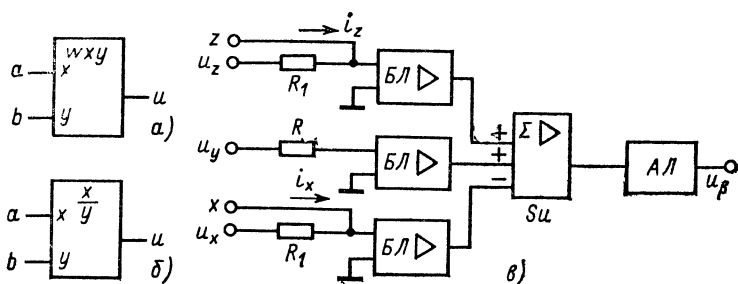


Рис. 62. Электронные аналоговые умножители и делители величин: *а, б* — обозначения умножителя и делителя соответственно согласно DIN40900; *в* — структурная схема умножителя-делителя с входными сопротивлениями $R=90$ и $R_1=100$ кОм

для схемы деления

$$u = a/b. \quad (108)$$

Принципиальная схема устройства для умножения и деления показана на рис. 62, *в*. В ней входные напряжения или токи после прохождения блоков логарифмирования *БЛ* преобразуются в сигналы, пропорциональные $\log x$, $\log y$, $\log z$, которые и подводятся к схеме сложения при умножении или к схеме вычитания при делении. Схема антилогарифмирования *АЛ* дает на выходе следующую передаточную функцию:

$$u_{\beta} = \frac{10}{9} \frac{u_y u_z}{u_x} = \frac{10}{9} u_y \frac{i_z}{i_x}. \quad (109)$$

С помощью этой принципиальной схемы возможно осуществлять возведение в степень и извлечение корней.

Делитель напряжения с измерительным мостом. Простые схемы умножения получаются с помощью делителя напряжения и измерительного моста (см. пп. 2.2.3 и 2.2.4).

В ненагруженном делителе при изменениях питающего напряжения U_0 и сопротивления R_2 получается следующее выражение для выходного напряжения:

$$U_2 = U_0 R_2 / R_0. \quad (110)$$

Для моста с переменным сопротивлением одного плеча (см. рис. 10) при изменениях напряжения питания U_0 и относительного изменения сопротивления $\Delta R/R$ выходное напряжение U_5 пропорционально произведению этих величин:

$$U_5 \approx \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R} U_0. \quad (111)$$

Эти соотношения можно использовать, например, для измерения механической мощности (см. § 7.9).

Умножение с помощью датчиков Холла. При использовании датчика Холла в качестве устройства для умножения берут полупроводниковую пластинку H толщиной d , помещенную в магнитное поле с индукцией B , через которую пропускается ток управления i_S

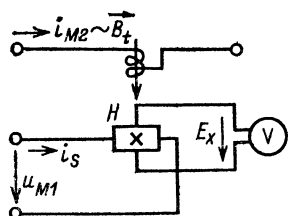


Рис. 63. Схема датчика Холла:

H — полупроводниковый элемент; E_X — ЭДС Холла; u_{M1} — измеряемое напряжение, пропорциональное току управления i_S ; i_{M2} — измеряемый ток, пропорциональный индукции B_t

(рис. 63). При этом между электродами, расположенными на пластинке перпендикулярно направлению управляющего тока, возникает ЭДС Холла:

$$E_X = R_X i_S B / d, \quad (112)$$

где R_X — постоянная Холла.

Постоянная Холла $R_X = 3\pi/8ne$ при заряде электрона $e = -0,16 \times 10^{-18}$ Кл в проводнике с плотностью электронов $n = 10^{23}$ 1/см³ составляет только 10^{-4} см²/Кл. Для полупроводников она равна 120—600 см²/Кл [10].

При постоянных R_X и d

$$E_X \sim i_S B. \quad (113)$$

Если сделать одну измеряемую величину x_1 пропорциональной напряжению управления u_{M1} и тем самым току управления i_S , а другую величину x_2 — току i_{M2} , т. е. индукции магнитного поля B_t , то при $x_1 \sim u_{M1}$ и $x_2 \sim u_{M2} \sim B_t$ напряжение

$$u_X \sim i_S B_t \sim x_1 x_2. \quad (114)$$

Полоса частот при умножении с помощью датчиков Холла составляет приблизительно 0—200 Гц. При больших частотах возникает погрешность прежде всего за счет тока i_M , создающего магнитное поле.

Устройство для измерения отношения двух величин, содержащее логометр. В логометре (с перпендикулярными или Т-образными измерительными рамками) в соответствии со схемой на рис. 18 при изменении токов i_1 и i_2 или же двух сопротивлений в контурах тока ΣR_1 и ΣR_2 отклонение стрелки

$$\beta \sim i_1/i_2 \sim \Sigma R_2/\Sigma R_1. \quad (115)$$

4.1.2. Функциональные приборы

Функциональные приборы преобразуют входной сигнал в строго определенный, чаще всего описываемый математической формулой, выходной сигнал.

Логарифмирующий прибор. Для получения и регистрации измеряемых величин, изменяющихся в пределах нескольких порядков, применяют усилители с логарифмической характеристикой (рис. 64, а).

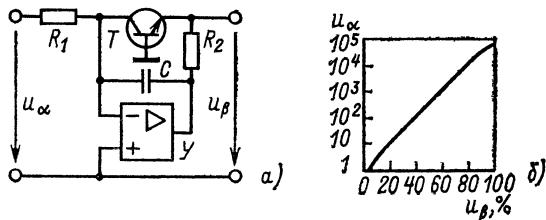


Рис. 64. Логарифмический усилитель:

а — принципиальная схема с операционным усилителем U и транзистором T ;
 б — зависимость выходного напряжения u_β от входного u_α

В цепи обратной связи операционного усилителя U имеется эмиттерно-коллекторный переход транзистора T . Если в прямом направлении через транзисторный диод протекает очень малый коллекторный ток (0,1—1 пА) в пределах экспоненциальной части его характеристики, то выходное напряжение u_β пропорционально логарифму входного u_α .

Характеристика такого устройства (рис. 64, б) линейна в пределах пяти—девяти порядков величины u_α :

$$u_\beta \sim \log u_\alpha. \quad (116)$$

4.1.3. Приборы, используемые при автоматических дифференцировании и интегрировании

Эти приборы генерируют выходной сигнал, длительность которого зависит от входного сигнала.

В обычном аналоговом интеграторе (рис. 65, а) выходное напряжение

$$u = -K \left[c(t=0) + \int_0^t (w_1 a + w_2 b) dt \right], \quad (117)$$

где a и b — входные величины; w_1 и w_2 — оценочные коэффициенты; K — коэффициент усиления; c — начальное значение.

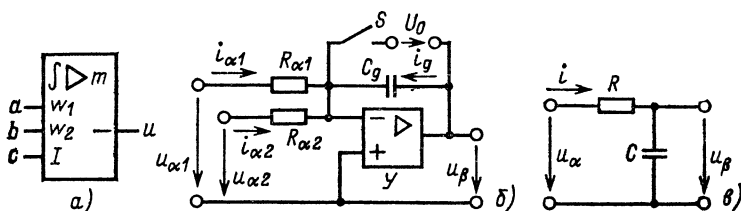


Рис. 65. Аналоговые интеграторы:

a — обозначение согласно DIN40900 (*a*, *b* — входные величины, *w* и *m* — коэффициенты гармоник и усиления, *I* — начальная величина, *u* — выходная величина); *б* — схема интегрирования с операционным усилителем *У* для двух входных величин $u_{\alpha 1}$ и $u_{\alpha 2}$; *в* — интегрирующая *RC*-цепь; U_0 — напряжение, соответствующее постоянной интегрирования; *S* — коммутатор; u_{β} — выходное напряжение

Аналоговая интегрирующая схема, показанная на рис. 65, б, содержит высокоомный операционный усилитель *У* с большим коэффициентом усиления ($K \approx -\infty$), конденсатор C_g в цепи отрицательной обратной связи, постоянную интегрирования U_0 , коммутатор *S*, с включением которого начинается интегрирование. В такой схеме одновременно получают интеграл суммы двух входных напряжений $u_{\alpha 1}$ и $u_{\alpha 2}$

$$u_{\beta} = -\frac{1}{C_g} \int_{t_1}^{t_2} \left(\frac{u_{\alpha 1}}{R_{\alpha 1}} + \frac{u_{\alpha 2}}{R_{\alpha 2}} \right) dt + U_0. \quad (118)$$

При значении емкостного сопротивления, много меньшем сопротивления *R*, а также при токе $i \approx u_{\alpha}/R$ выходное напряжение простейшей интегрирующей цепи *RC* (рис. 65, в)

$$u_{\beta} \approx \frac{1}{RC} \int u_{\alpha} dt. \quad (119)$$

В числовом интеграторе (рис. 66, а) вслед за преобразованием измеряемого напряжения в частоту преобразователем типа напряжение — частота осуществляется интегрирование счетчиком *C*, дающим выходное напряжение u_{α} . При электронном интегрировании входных величин, например, 20 мА или же 10 В максимальные частоты импульсов пропорциональны 100 Гц.

В структурной схеме числового устройства для умножения с интегратором (рис. 66, б) оба входных напряжения $u_{\alpha 1}$ и $u_{\alpha 2}$ сравниваются со стробоскопирующими импульсами с частотой, например, 10 МГц, результаты сравнения преобразуются в аналого-цифровом преобразователе АЦП в цифровую форму, кодируются в двоичной

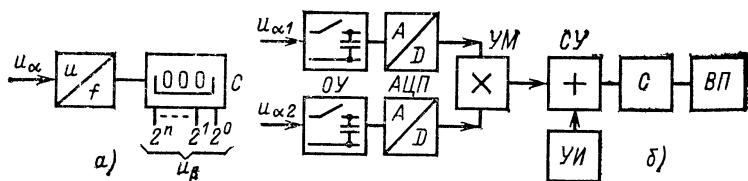


Рис. 66. Структурные схемы цифровых интеграторов:

а — обозначение устройства числового интегрирования измеряемого напряжения с преобразователем напряжения в частоту и счетчиком *С*; *б* — цифровой интегратор с умножением двух выходных величин $u_{\alpha 1}$ и $u_{\alpha 2}$; *ОУ* — опросное устройство; *АЦП* — аналого-цифровой преобразователь; *УМ* — умножитель; *С* — счетчик; *ВП* — выходной прибор; *СУ* — сумматор с устройством длительности интегрирования *УИ*

системе, а затем умножаются в устройстве *УМ* (за счет сложения двоично-кодированных чисел). Произведение $u_y = u_{\alpha 1} u_{\alpha 2}$ в суммирующем устройстве *СУ*, управляемом прибором длительности интегрирования *УИ*, суммируется, т. е. происходит процесс интегрирования. Через счетчик *С* результат в десятичной форме подводится к прибору *ВП*.

Схемы дифференцирования, например, такие же, как и показанные на рис. 65, *б*, *в*, но с взаимозамененными положениями *R* и *С*, при электрических измерениях неэлектрических величин не очень распространены из-за высокой чувствительности к высокочастотным помехам.

4.2. ПРИБОРЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ

Приборы для измерения амплитуды служат для определения параметров сигналов, изменяющихся во времени.

4.2.1. Ограничители и граничные переключатели

Ограничители и граничные переключатели применяются при определении уровня измеряемой величины и ее контроля для осуществления включений (например, системы тревоги, сигнализации) при снижении или возрастании измеряемой величины за пределы определенного граничного значения.

Для такого устройства (рис. 67, *а*) выходные параметры *d* и *e* равны:

$$d = 1 \text{ при } a + b + (-c) > 0; \quad (120)$$

$$d = 0 \text{ при } a + b + (-c) + H < 0; \quad (121)$$

$$e = d, \quad (122)$$

где *a*, *b* и *c* — входные величины; *H* — величина, которую нужно под-
держивать.

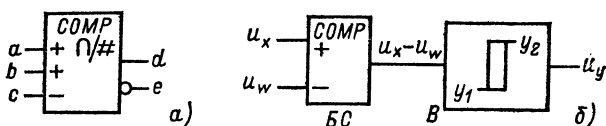


Рис. 67. Ограничитель и переключатель граничной величины:

a — обозначение ограничителя согласно DIN40900; *б* — граничный переключатель со сравнивающим устройством БС и коммутатором В; u_x , u_w — входные измеряемые величины; y_1 и y_2 — переключаемые величины

В стрелочных контактных измерительных приборах при определенном положении указателя включается или отключается реле. При этом используется бесконтактная индуктивная или оптоэлектрическая система регистрации положения указателя с малым обратным воздействием.

В граничном контактном устройстве (рис. 67, б) в блоке БС непрерывно сравнивается напряжение измеряемого сигнала (регулируемой величины) u_x со вторым базовым напряжением u_w . Выходной сигнал (регулирующее отклонение) $u_x - u_w$ воздействует на выключатель В, и напряжение u_y может принимать только два различных значения, требуемые для поддержания определенного значения параметра y в регулируемом контуре.

4.2.2. Измерение максимального значения напряжения

Простейшая схема для измерения максимального значения U_{max} представляет собой однополупериодный выпрямитель (рис. 68, а).

После того, как напряжение достигает максимального значения $U_{\alpha m}$, конденсатор C заряжается через диод D , и напряжение на нем U_β остается близким к максимальному значению (рис. 68, б). При сопротивлении нагрузки $R \rightarrow \infty$ выходное напряжение постоянно и равно максимальному значению.

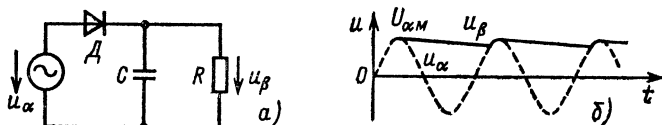


Рис. 68. Измерение максимального значения импульса с помощью однополупериодного выпрямителя:

a — схема с диодом D , заряжаемым конденсатором C и сопротивлением нагрузки R ; *б* — изменение во времени входного u_α и выходного u_β напряжений

Принцип работы схем сравнения в стробоскопических устройствах такой же, как и схем на рис. 68. При отрицательной полуволне напряжения можно быстро разрядить конденсатор C кратковременным подключением к нему малого сопротивления $R \approx 0$ и тем самым подготовить схему к работе в следующий полупериод.

4.2.3. Определение среднего значения функции, изменяющейся во времени

Среднее значение $U_{\text{ср}}$ стохастически (нерегулярно) меняющейся во времени функции при достаточно большом времени интегрирования T (рис. 69, а):

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T u dt. \quad (123)$$

Если для периодически меняющейся функции время интегрирования T_1 не кратно периоду T_M наиболее низкой частоты колебаний измеряемого сигнала (рис. 69, б), то при определении среднего значения возникает погрешность. Эта погрешность становится пренебрежимо малой только при достаточно большом времени интегрирования (времени измерения) $T \gg T_M$.

Осуществить определение среднего значения можно с помощью интегрирующих приборов (см. пп. 4.1.3). Можно также просто измерить среднее значение инерционным прибором с измерительной поворотной катушкой с частотой собственных колебаний гораздо меньшей, чем наименьшая частота измеряемого сигнала. Показания прибора при этом соответствуют среднему значению измеряемой величины, определяемому (123).

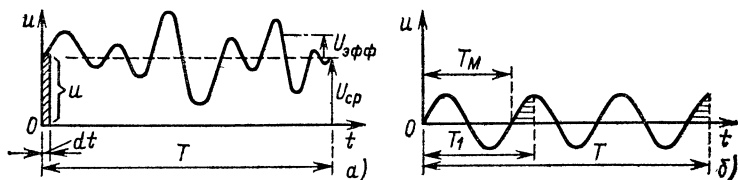


Рис. 69. Изменяющееся во времени t напряжение u :

а — стохастическая временная функция u с линейным средним значением $U_{\text{ср}}$ и действующим значением $U_{\text{эфф}}$ переменной составляющей относительно $U_{\text{ср}}$; б — синусоидальная функция u длительностью T , периодом T_M , временем измерения T_1

4.2.4. Статистический анализ результатов измерений

Стандарт отклонения s конечной выборки x_i или среднее квадратическое отклонение σ бесконечно большой выборки, т. е. основной совокупности при стохастическом (нерегулярном) процессе, отображает статистические отклонения чисел от среднего значения x_{cp} и рассчитывается по выражению

$$s = + \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{cp})^2}. \quad (124)$$

Эффективное значение U переменной составляющей, наложенной на постоянную составляющую U_{cp} (рис. 69, а), определяется следующим образом:

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u - U_{cp})^2 dt}. \quad (125)$$

Так как U пропорционально стандарту отклонения s , последний можно определить путем измерения действующего значения переменной составляющей нерегулярно меняющейся во времени величины, например, с помощью прибора магнитоэлектрической системы с выпрямителем, приборов электромагнитной или электродинамической системы при компенсации или устранении влияния постоянной составляющей U_{cp} .

Распределение нерегулярно меняющегося во времени измеряемого сигнала определяется при автоматизированной статистической обработке результатов с помощью классифицирующих приборов (DIN45667), методом выборок, регистрацией сигнала в течение заданного времени, анализом максимальных значений, проведением классификации, методом разностей двух значений.

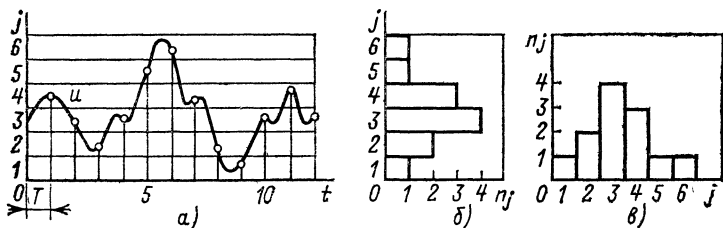


Рис. 70. Пояснение метода выборки (DIN45667):

а — стохастическая временная функция u с классификационным номером j ; **б** — гистограмма количества значений n_j в каждой ступени j ; **в** — то же в обычном изображении

При методе выборок определяются n мгновенных значений измеряемого сигнала u в выбранные моменты времени через равные (или неравные) интервалы времени T . Значение сигналов разбивается на K ступеней j и подсчитывается число определенных мгновенных значений в каждой ступени n_j (рис. 70). Ширину ступени выбирают меньше или равной $\sigma/3$, их количество $K = \sqrt{n}$. В каждой оценке должно быть $K=10 \dots 20$, а объем выборки $n=100 \dots 100\,000$ (DIN55302).

По результатам выборочного способа строится гистограмма (рис. 70, б, в). Если результаты представляются в относительных единицах, то получается $h_j = f(j)$ — колоколообразная кривая распределения (рис. 71, а, б).

При суммировании абсолютных значений величин, равных или меньших, чем в рассматриваемой ступени, получают интегральную кривую вероятности (рис. 71, в, г).

Кривые распределения в относительных единицах (в процентах общего числа наблюдений) строят либо с линейной шкалой (рис. 71, а), либо с вероятностной (рис. 71, б) на специальной бумаге. На кривых вероятностей (рис. 71, в, г) откладывается сумма величин в относительных единицах начиная от высшей ступени до выбранной, включая ее нижнюю границу. При суммировании от самой низкой ступени к высшей учитываются значения, расположенные на кривой до верхней границы выбранной ступени, тем самым получается кривая вероятности, зеркально отображенная при том же среднем значении.

Если получаемое распределение случайной величины приближенно может быть описано нормальным (гауссовым) законом, то достаточно легко определить параметры этого распределения — среднее значение и стандарт отклонения. Использование бумаги с вероят-

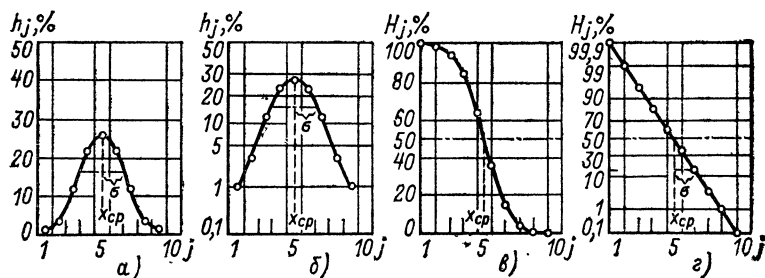


Рис. 71. Частоты $h_j = f(j)$ при линейной (а) и вероятностной (б) шкалах, и распределения $H_j = F(j)$ при линейной (в) и вероятностной (г) шкалах:

x_{cp} — среднее арифметическое значение

ностной шкалой облегчает расчеты и оценки характеристик распределения по сравнению с расчетами при обычной шкале.

Из кривой распределения по классам (рис. 71, а, б) можно определить соответствующее максимуму h_j среднее значение $x_{ср}$, а по значениям $h_j=0,606 h_{jmax}$ — стандарт отклонения $\pm\sigma$ распределения.

Из кривой вероятности (рис. 71, в, г) при $H_j=50\%$ получают значение $x_{ср}$, а по точкам $H_j=84,13$ и $15,87\%$ рассчитывают $\pm\sigma$.

4.3. ЧАСТОТНЫЕ ПРИБОРЫ

4.3.1. Частотный анализ измерительных сигналов

Для определения частотного спектра измеряемого сигнала u его временное представление $u=f(t)$ переводят в частотное $u=f(f_M)$ (рис. 72, а, б). Для этого проводят математическое преобразование (с помощью рядов Фурье, интегралов Фурье и Лапласа) или же осуществляют частотный анализ при помощи приборов.

При таком анализе сигнала $u(t)$ (рис. 72, а) получают частотный спектр (частотную гистограмму) $u=f(f_M)$ (рис. 72, б), состоящий не только из гармонических, но и всех остальных частот. Из этого спектра нельзя определить фазовые соотношения отдельных гармоник. Стохастически (нерегулярно) меняющийся сигнал обладает непрерывным частотным спектром.

В электронном частотном анализаторе входной сигнал напряжения u либо пропускают через различные фильтры в разные моменты времени, либо одновременно подводят к многим параллельным фильтрам и тем самым получают отдельные спектральные составляющие, лежащие в узких полосах частот Δf .

На рис. 73 показана структурная схема анализатора частотного спектра. В нем путем изменения частоты колебаний f_0 в процессе анализа в течение нескольких минут из измеряемого сигнала $u(t)$ выделяются отдельные частотные составляющие f_M из промежуточной частоты $f_z=f_M-f_0$. Амплитуда этой частоты, выделенная с помощью фильтра Φ и выпрямителя B , регистрируется выходным

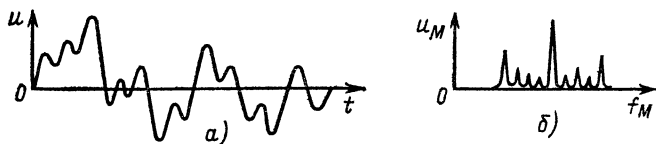


Рис. 72. Измеряемое напряжение с изображением $u=f(t)$ во временной (а) и $U_M=f(f_M)$ в частотной (б) областях

прибором *ВП*, проградуированным в зависимости от принципа его работы в значениях максимального или действующего напряжения. Осциллятор *Г* и выходной прибор (регистрирующий прибор или осциллограф) синхронизируются устройством управления *УУ* в соответствии с исследуемой частотой составляющей f_M .

В анализаторах во время измерений поддерживаются постоянными либо полоса Δf фильтра, либо отношение $\Delta f/f_M$.

Анализаторы, работающие в реальном времени. Очень быстрое преобразование Фурье осуществляется в анализаторах, работающих в реальном времени (временных анализаторах), в которых одновременно измеряется сигнал, проходящий через большое число (от 30 до 400) параллельных фильтров, например терц-фильтров со средними частотами f_M от 20 Гц до 20 кГц (рис. 74). В каждом канале, содержащем детектор *Д*, определяется действующее значение измеряемого напряжения, и оно запоминается в устройствах *П*. Затем все каналы с помощью мультиплексора *МП* подключаются

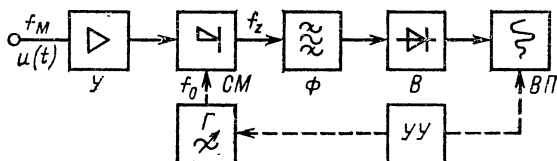


Рис. 73. Структурная схема анализатора частотного спектра: $u(t)$ — измеряемое напряжение частотой f_M ; f_0 — переменная частота осциллятора *Г*; $f_z = f_M - f_0$ — промежуточная частота; *У* — усилитель; *СМ* — смеситель; *Ф* — фильтр; *В* — выпрямитель; *ВП* — выходной прибор; *УУ* — устройство управления

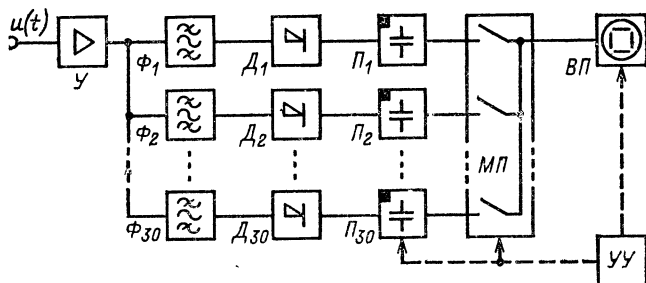


Рис. 74. Структурная схема анализатора, работающего в реальном времени, для частного анализатора измеряемого напряжения $u(t)$: *У* — входной усилитель; *Ф* — фильтры; *Д* — детекторы; *П* — устройства памяти; *МП* — мультиплексор; *ВП* — выходной прибор; *УУ* — устройство управления

к выходному прибору ВП с экраном. Устройства памяти П, мультиплексор ИП и выходной прибор ВП управляются синхронизатором УУ.

Такие анализаторы особенно пригодны для исследования нестационарных процессов, так как они уже через 10—20 мс могут использоваться в новом цикле анализа спектра.

Полоса измеряемых частот в низкочастотных анализаторах лежит обычно в диапазоне от 0,1 Гц до 100 кГц. Разрешение по частоте (полоса пропускания селективного фильтра) в разных анализаторах лежит обычно в пределах от 1 до 1000 Гц, или составляет от 0,1 до 30 % измеряемой частоты. Различие в амплитудах при переходе к частоте соседнего фильтра составляет 100 Дб.

Анализаторы частотного спектра применяются в основном для исследования колебательных процессов и определения резонансных частот и паразитных колебаний в устройствах, используемых в машиностроении, на транспорте, в строительстве и др.

Для исследования сложных по форме периодических колебательных сигналов со многими гармониками предпочтительны анализаторы с постоянной полосой пропускания, а при нестабильных колебаниях — анализаторы с постоянным отношением $\Delta f/f_m$. Для проведения обычных исследований часто достаточно применить анализаторы с широкой полосой пропускания, например с терц-фильтрами с $\Delta f/f_m \approx 23\%$ или даже с октава-фильтрами с $\Delta f/f_m \approx 70\%$.

Анализатор с заданной полосой пропускания может быть использован для измерений в другом диапазоне частот, если изменить частоты измеряемого сигнала с помощью магнитофона путем вариации скоростей записи и воспроизведения в отношении до 64 : 1 или 1 : 64 (см. пп. 3.4.2).

4.3.2. Корреляционный анализ измерительных сигналов

Преобразования Фурье могут быть применены как при частотном, так и корреляционном анализе. При этом оба способа дают одинаковую информацию о сигнале, но в разной форме.

С помощью автокорреляционного и перекрестного корреляционного анализов исследуют взаимосвязи стохастических или периодических функций, переменных во времени, в устройствах регулирования, акустике, аэродинамике, медицине и радиоастрономии.

Автокорреляционный анализ служит для определения внутренних взаимосвязей стохастической временной функции $u_1(t)$ (рис. 75, а). В электронном корреляционном анализаторе (рис. 76) при включенном переключателе S_1 измеряемый сигнал $u_1(t)$ умножается в устройстве на функцию $u_1(t-\tau)$, представляющую собой сдвину-

тый на время τ сигнал $u_1(t)$ в блоке запаздывания БЗ. Произведение функций подается на интегратор И и усредняется в течение достаточно большого времени интегрирования. В результате получается автокорреляционная функция

$$\Phi_{11}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) u_1(t - \tau) dt. \quad (126)$$

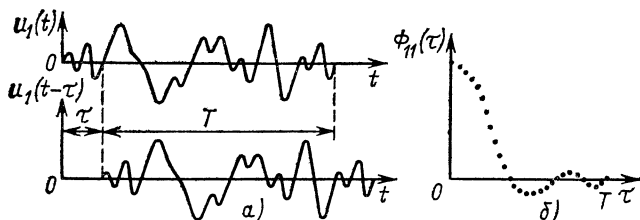


Рис. 75. Стохастическая временная функция $u_1(t)$ со временем интегрирования T , функция $u_1(t - \tau)$ при временном сдвиге τ (а) и корреляционная функция $\Phi_{11}(\tau)$ (б)

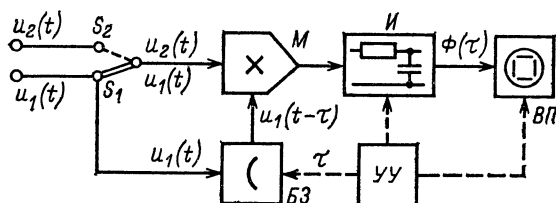


Рис. 76. Структурная схема электронного коррелятора для автоматического и перекрестного корреляционного анализа измеряемых напряжений u_1 и u_2 с разными положениями переключателя S_1 и S_2 :

БЗ — блок задержки; М — умножитель; И — интегратор; УУ — устройство управления; ВП — выходной прибор

В электронном корреляторе (рис. 76) процессы «сдвиг», «умножение» и «усреднение», соответствующие операциям в (126), проводятся автоматически. Функция $\Phi_{11}(\tau)$ (рис. 75, б) имеет при $\tau=0$ максимум, соответствующий среднему квадратическому значению, и стремится с увеличением τ к нулю тем быстрее, чем труднее регулировать исследуемый процесс.

Каждой гармонике с периодом T измеряемой функции $u_1(t)$ обычно соответствует положительный максимум корреляционной функции при $\tau=T$, так как при этом проявляется все большее подобие периодической составляющей измеряемой функции и функции, сдвинутой во времени.

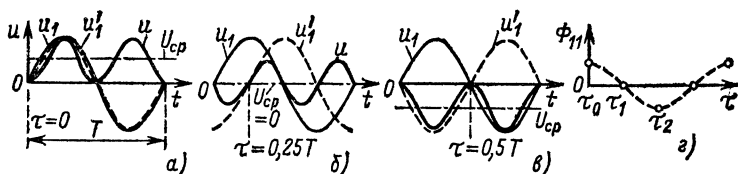


Рис. 77. Автокорреляция синусоидального напряжения u_1 с напряжением $u_1' = u_1(t-\tau)$, сдвинутым на τ , произведение $u_1 u_1'$ и среднее значение произведения U_{cp} при различных временах сдвига относительно периода T :

$\tau=0$ (а); $\tau=0,25 T$ (б); $\tau=0,5 T$ (в) и автокорреляционная функция Φ_{11} (г)

На рис. 77 принципиально показано образование корреляционной функции $\Phi_{11}(\tau)$ периодических функций $u_1(t)$ и $u_1(t-\tau)$ при временах сдвига $\tau=0$; $0,25$ и $0,5 T$. На рис. 77, а–в показаны также произведение $u = u_1(t)u_1'(t-\tau)$ и его среднее значение U_{cp} .

При *перекрестном корреляционном анализе* получается информация о переменных взаимосвязях двух различных, но одновременно появляющихся стохастических измеряемых сигналов, изменяющихся во времени $u_1(t)$ и $u_2(t)$. В анализаторе определяется корреляционная функция $\Phi_{12}(\tau)$ как среднее значение произведения функций $u_2(t)$ и $u_1(t-\tau)$, сдвинутых друг относительно друга на время τ . Корреляционная функция

$$\Phi_{12}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t-\tau) u_2(t) dt = \overline{u_1(t-\tau) u_2(t)} \quad (127)$$

определяется электронным коррелятором (см. рис. 76). Из результатов измерений находятся взаимосвязи по частоте между обоими измеряемыми сигналами $u_1(t)$ и $u_2(t)$.

Функции $\Phi_{11}(\tau)$ или $\Phi_{12}(\tau)$ в зависимости от времени сдвига определяются в реальном времени или же после промежуточного запоминания, например на магнитофоне, после измерений. Произведение и средние значения строятся по точкам в аналоговой форме или находятся в цифровой форме. Для автокорреляционного или перекрестного анализа требуется обычно от 100 до 1000 точек.

Применение. С помощью электронных корреляционных анализаторов проводятся исследования автокорреляции, перекрестной корреляции, среднего значения сигнала и распределения вероятности.

Полученная автокорреляционная функция $\Phi_{11}(\tau)$ при анализе дает сведения о периодических составляющих, содержащихся в стохастическом сигнале. Особого значения ее сходство с функцией типа $\sin x/x$ не имеет.

Автоматический перекрестный корреляционный анализ позволяет исследовать свойства систем регулирования процессов в промышленности. При этом передаточные свойства исследуемых систем определяются не только в виде частотной характеристики или реакции на скачки режимов в системе, но и в виде информации о поведении системы при малых по амплитуде отклонениях режимов — шумах (с частотным спектром от 0 Гц до очень высоких частот, как и при скачкообразной функции). Перекрестный корреляционный анализ шумов и реакции системы исключает влияние на результаты измерений помех и облегчает достижение желаемой реакции системы.

Корреляционные способы пригодны при измерениях скоростей и потоков.

5. РАЗНОВИДНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ И ПОМЕХИ

При решении разнообразных задач измерений необходимо учитывать условия объединения в измерительных цепях серийно выпускаемых приборов в различных комбинациях.

5.1. ЭЛЕМЕНТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

5.1.1. Условия согласования элементов

При включении элементов в измерительную цепь должны соблюдаться следующие условия согласования.

Чувствительности S_d датчика, согласующего элемента (схемы согласования) S_c и выходного прибора S_n дают общую чувствительность измерительной цепи:

$$S = S_d S_c S_n. \quad (128)$$

Диапазоны измеряемых параметров элементов цепи выбираются в соответствии с задачами измерений. Вид сигнала (постоянное или переменное напряжение, в аналоговой или цифровой форме) определяется с учетом возможностей его обработки. Входные и выходные сопротивления в цепях напряжения должны быть не менее 1 кОм, а в цепях тока — не более 1 кОм, а для элементов, требующих согласования, например по мощности, выходное сопротивление одного элемента должно быть равно входному сопротивлению подключаемого к нему второго элемента.

Учет температурных характеристик элементов позволяет компенсировать температурные погрешности (см. пп. 6.3.4).

Необходимо учитывать потенциал относительно земли измерительных датчиков и число соединительных проводов (см. пп. 3.3.10), режим заземления в измерительной цепи и измерительных приборов (см. пп. 5.1.2), а также возможности синфазного подавления помех (см. § 5.2).

5.1.2. Виды заземленных и изолированных датчиков, измерительных усилителей и выходных приборов

Ниже показаны принципиально возможные схемы совместного включения датчика, измерительного усилителя (схемы согласования) и прибора для обработки результатов измерений.

Источник измеряемой величины можно представить в виде шести (трех несимметричных, рис. 78, и трех симметричных, рис. 79) схем. В несимметричной схеме

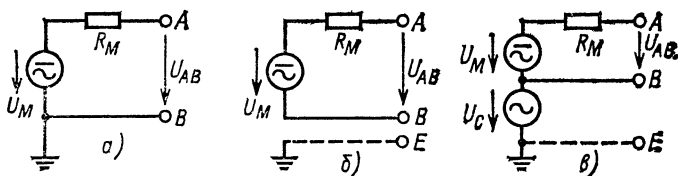


Рис. 78. Асимметричные относительно земли источники U_M :

а — с заземлением одного вывода; б — изолированный от земли; в — с заземлением через источник U_C с совпадающей фазой (см. пп. 5.2.6)

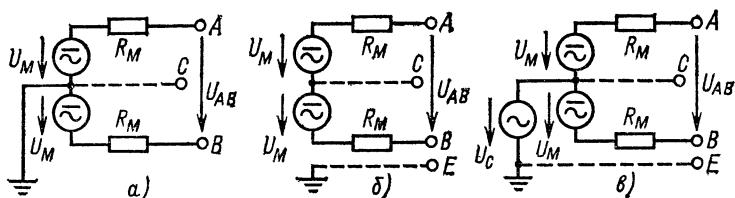


Рис. 79. Симметричные относительно земли источники U_M :

а — с заземлением средней точки; б — изолированные от земли; в — заземление через источник U_C с совпадающей фазой; Б — точка заземления; R_M — внутреннее сопротивление источника; U_{AB} — напряжение между выводами А и В

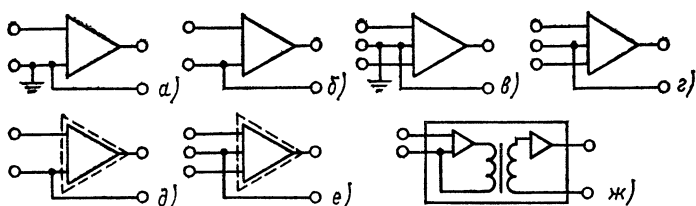


Рис. 80. Измерительные усилители:

a — несимметричный заземленный; *б* — несимметричный изолированный; *в* — симметричный с заземлением средней точки; *г* — симметричный изолированный неэкранированный; *д* — несимметричный изолированный экранированный; *е* — симметричный изолированный экранированный; *ж* — с изолирующим трансформатором

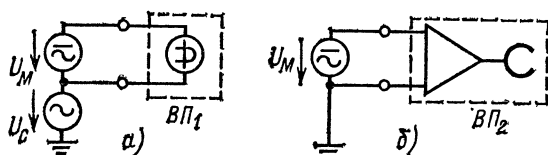


Рис. 81. Выходные приборы ВП с изолированным от земли (*a*) и заземленным (*б*) выводом

на рис. 78, *б* возможно заземление выводов *A* и *B*, а в схеме на рис. 78, *в* заземление выводов недопустимо. В симметричной схеме на рис. 79, *a* заземление выводов *A* или *B* недопустимо, в схеме на рис. 79, *б* предпочтительно заземление вывода *C*, а в схеме на рис. 79, *в* нельзя заземлять выходы *A*, *B* или *C*.

На рис. 80 приведены типы измерительных усилителей, наиболее часто встречающиеся на практике: асимметричные, симметричные, заземленные, изолированные, экранированные.

Выходные приборы подразделяются на изолированные (рис 81, *a*) и с заземленным выводом (рис. 81, *б*).

5.1.3. Сочетание измерительных элементов

В табл. 8 представлены сочетания измерительных элементов: различных датчиков *Q*, показанных на рис. 78 и 79, измерительных усилителей *V* (рис. 80) и выходных приборов ВП (рис. 81), цифрами даны оценки, позволяющие выбрать оптимальное сочетание приборов для каждого конкретного случая.

Таблица 8. Оценка эффективности (см. текст) сочетаний источников питания Q_1, \dots, Q_6 (рис. 78, 79), измерительных усилителей Y_1, \dots, Y_6 (рис. 80) и выходных приборов

Q	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7
Q_1	2/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/3	1/1
Q_2	1/2 1/4	1/2 1/4	4/2 4/4	1/4	1/4	1/4	1/1
Q_3	5/5	3/5	2/2 3/3	3/5	3/5	3/5	3/3
Q_4	5/5	1/5	1/2	1/2	1/5	1/2	1/1
Q_5	4/4	5/4	4/2 4/4	1/4	1/4	1/4	1/1
Q_6	5/5	5/5	3/2 3/3	3/5	3/5	1/3	3/3

Примечание. В числителе дана оценка при выходном приборе ВП, включенном по схеме на рис. 81, а, в знаменателе — на рис. 81, б.

Цифрами обозначаются следующие возможности применения:

- 1 — применение возможно без ограничений;
- 2 — применение возможно условно, так как между двумя заземленными точками возникает разность потенциалов, которая может привести к появлению погрешностей;
- 3 — применение возможно условно (при синфазных сигналах должна быть обеспечена электрическая прочность изоляции усилителя и последующих приборов, а также должно быть достаточным подавление синфазных сигналов);
- 4 — применение возможно только тогда, когда источник измеряемой величины может быть заземлен;
- 5 — применение невозможно, так как происходит к. з.

5.2. НАПРЯЖЕНИЯ ПОМЕХ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ

В измерительных цепях вследствие внутренних и внешних влияний на полезный сигнал тока или напряжения могут быть наложены помехи. [5] (VDI/VDE3551).

5.2.1. Внутренние электрические длительные помехи

В токовых цепях с использованием проводников из разных металлов (рис. 82, а) возникают термоэлектрические напряжения, если места их соединений имеют разные температуры. В этом случае к измеряемому на-

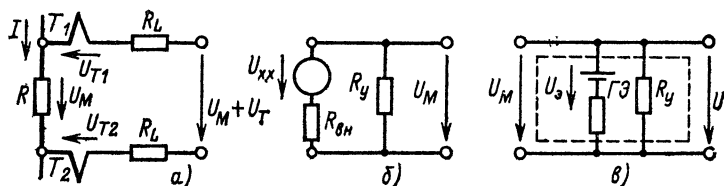


Рис. 82. Иллюстрация влияния на измеряемое напряжение U_M длительных внешних помех:

а — влияние термоэлектрических напряжений U_T в местах соединения шунта R с медными проводами R_L ; б — влияние сопротивления утечки R_y совместно с внутренним сопротивлением $R_{вн}$ на напряжение х.х. $U_{х.х.}$ ($U_{х.х.} > U_M$); в — возникновение гальванического элемента $\Gamma Э$ с напряжением U_g внутренним сопротивлением $R_{вн}$ и сопротивлением утечки R_y

пряжению добавляется разность термо-ЭДС, составляющая обычно 1—100 мкВ.

Сопротивление утечки изоляции, а при переменном токе и емкостное сопротивление между проводами и относительно земли (рис. 82, б) способно уменьшить измеряемое напряжение х.х. до величины $U_M = U_{х.х.} R_y / (R_i + R_y)$.

Неизолированные провода в электролите с малым сопротивлением R_s могут образовать гальванические элементы (рис. 82, в). При этом создается напряжение помехи U_g до нескольких десятых долей вольта.

5.2.2. Внутренние кратковременные помехи

Ниже описываются главные причины возникновения внутренних кратковременных (переходных) помех.

В схемах могут возникать взаимные влияния одного измеряемого сигнала на другой сигнал или на его датчик. Это влияние может быть сделано пренебрежимо малым путем изменения схем.

При коммутациях возникают импульсы тока, которые в свою очередь могут создать помехи, приводящие в

действие исполнительные механизмы. Амплитуду импульсов можно уменьшить подключением конденсаторов или диодов.

В результате механических вибраций и изменения контактных переходных сопротивлений, емкостей и индуктивностей кабелей возникают помехи (микрофонный эффект).

Если на диэлектрик действуют механические силы, при изгибании кабеля могут возникать пьезоэлектрические помехи. При этом появляются заряды, примерно равные 10^{-10} Кл. В результате, например, при длине кабеля 5 м и его емкости на единицу длины 100 пФ/м на емкости кабеля 500 пФ возникает напряжение $U = 10^{-10}/500 \cdot 10^{-12} = 0,2$ В.

При трении изолированных деталей из различных материалов, например, изоляторов и металлов, а также при наличии потоков воздуха, обтекающих элементы измерительных схем, появляются электростатические помехи.

Напряжение шумов сопротивлений определяется по выражению $U = (4 kTR\Delta f)^{1/2}$. При постоянной Больцмана $k = 1,3804 \cdot 10^{-23}$ Дж/К, сопротивлении $R = 1$ МОм и абсолютной температуре $T = 300$ К в пределах наблюдаемой полосы частот $\Delta f = 100$ Гц получается напряжение шумов около 1,3 мкВ.

5.2.3. Внешние электрические помехи

Внешние помехи попадают в измерительную цепь в виде постоянного напряжения при наличии непосредственных электрических связей или в виде переменных напряжений или импульсов через непосредственные электрические индуктивные или емкостные связи с соседними электрическими установками.

Индуктивные помехи возникают от контура с током, создающим магнитное поле, которое пронизывает петли, образуемые измерительными проводами. Эти помехи подавляются при скручивании или экранировании проводов (рис. 83).

Емкостные помехи в схеме на рис. 83, а представляют собой падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника измеряемого сигнала R_i при протекании тока через емкость C от источника напряжения U_N с частотой ω

$$U_s \approx U_N R_i \omega C. \quad (129)$$

Токи помех i_1 и i_2 в схеме на рис. 83, б при $C_1 \approx C_2$ и в схеме на рис. 83, в при $C_1 = C_2$ и $C_3 = C_4$ взаимно компенсируются. В схеме на рис. 83, г ток помехи i_n оказывает слабое действие, так как он протекает по экрану Э на землю З.

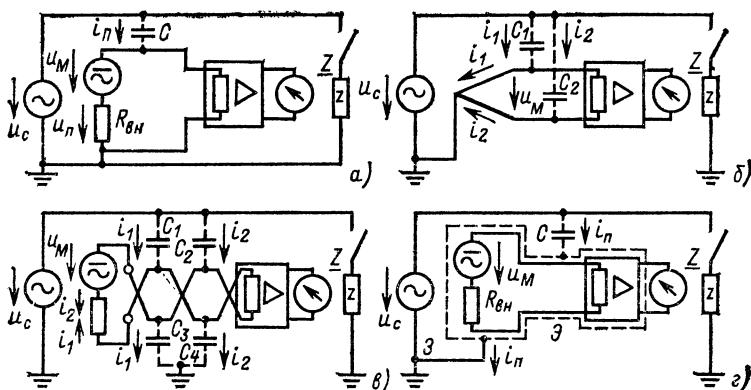


Рис. 83. Схемы, поясняющие влияние на помехи емкостных токов i : а — возникновение напряжения помехи u_n за счет тока i_n ; б, в — токи i_1 и i_2 компенсируют друг друга; г — влияние экрана Э с заземлением З

Пример 7. Рассчитать напряжение емкостной помехи U_S в неэкранированном измерительном проводе, проложенном параллельно проводам сети U_N (рис. 83, а). Пусть длина проводов $l = 10$ м, радиус проводов $r = 0,5$ мм, расстояние между сетевым и измерительным проводом $d = 10$ мм, напряжение сети $U_N = 220$ В, частота $f = 50$ Гц. Рассмотрим два случая: $R_i \gg 100$ Ом и $R_i = 100$ Ом, где R_i — внутреннее сопротивление источника сигнала.

Емкость двухпроводной линии, образованной измерительным и сетевым проводами, рассчитывается по выражению [10]

$$C = \pi \varepsilon_0 l / \ln(d/r) = \pi \cdot 0,88542 \cdot 10^{-11} \cdot 10 / \ln(10/0,5) = 92,85 \text{ пФ.}$$

При $f = 50$ Гц $\omega = 314$ 1/с, и реактивное сопротивление емкости $X_C = 1/\omega C = 34,28$ МОм.

При низком внутреннем сопротивлении источника измеряемого сигнала по (129) получаем напряжение помехи

$$U_S = U_N R_i \omega C = 220 \cdot 100 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 92,85 = 641 \text{ мкВ.}$$

При высоком внутреннем сопротивлении источника и при условии $R_i = X_C$ напряжение помехи $U_S = U_N / \sqrt{2} = 156$ В, т. е. недопустимо велико.

Для снижения емкостных помех можно применить следующие мероприятия:

увеличить расстояния между проводами (рис. 83, б). При этом симметричные емкости C_1 и C_2 уменьшаются. Чем меньше емкости связи и чем симметричнее емкости C_1 и C_2 , тем слабее помехи. Напряжение помехи уменьшается приблизительно обратно пропорционально квадрату расстояния между проводами;

скручивать измерительные и сетевые провода либо те и другие, что приводит к одинаковым значениям емкостей связи $C_1 = C_2$ и $C_3 = C_4$ (рис. 83, в), и токи i_1 и i_2 компенсируются ($i_1 = i_2$);

экранировать измерительную цепь с заземлением экрана (рис. 83, г).

5.2.4. Напряжения между точками заземлений

В результате протекания токов через сопротивление заземления R_E возникает напряжение между точками заземлений, которое обычно составляет 0,1—1 Ом. Например, при расстоянии между двумя точками заземления 100 м переменная составляющая напряжения помехи может составить от 0,1 до 1—10 В, а постоянная составляющая — от 10 мВ до 1—10 В. В заземленной схеме на рис. 84, а помехи создаются на сопротивлении проводника R_{L2} .

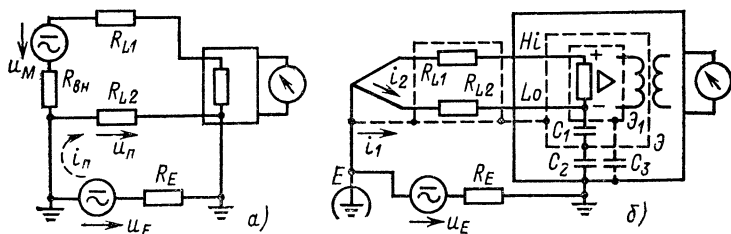


Рис. 84. Схемы, поясняющие появление помех в измерительных цепях при заземлении в двух точках:

а — возникновение помех u_n за счет конечного сопротивления соединительного проводника R_{L2} ; б — сильное подавление напряжения помех при присоединении экранов Э к земле Е, на которой нет потенциала помех

Мероприятия по снижению влияния напряжения на заземления сводятся прежде всего к заземлению всей схемы только в одной точке без образования петель проводов заземления, а также к экранированию (рис. 84, б).

В схеме на рис. 84, а напряжение между заземленными точками u_E вызывает протекание в петле заземления тока i_n , и на сопротивлении R_{L2} измерительного провода возникает напряжение помехи u_n . В схеме на рис. 84, б ток i_1 , созданный напряжением u_E , протекает по экрану Э, не вызывая помехи, так как ток i_2 , протекающий через сопротивление проводника R_{L2} и емкость C_3 схемы относительно корпуса К, пренебрежимо мал.

5.2.5. Противофазные помехи

Измеряемое напряжение и помеха могут накладываться друг на друга разными способами.

Противофазные помехи u_D подводятся симметрично ко входу усилителя. Источник помех соединяется последовательно с датчиком (рис. 85, а), и помеха u_n накладывается на измеряемое напряжение u_M (рис. 85, б). Противофазные помехи возникают, например, при питании схемы от выпрямителя с пульсирующим выходным напряжением или за счет тока через емкость связи С сетевого прибора (рис. 85, в).

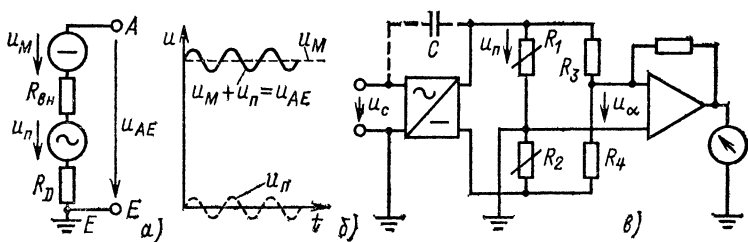


Рис. 85. Появление помех u_n , суммируемых с измеряемым напряжением u_M :

а — схема замещения с последовательным соединением источников измеряемого напряжения u_M и напряжения помех u_n ; б — изменение напряжения помех u_n и результирующего напряжения u_{AE} на выводах АЕ измерительного усилителя во времени; в — схема, иллюстрирующая появление напряжения помех за счет емкости связи С в измерительном мосте R_1-R_4 .

Противофазные помехи устраняются экранированием, применением фильтров или схем с двойными симметричными относительно земли мостами и усилителями (с симметричным питанием моста относительно земли и дифференциальными входами усилителей), а также другими специальными мерами, такими как усреднение результатов двух измерений, выполненных с интервалом, равным периоду частоты помехи.

Коэффициент подавления противофазных помех определяется как отношение напряжения помехи без устройств подавления U_0 к напряжению помехи с устройствами U_c :

$$K = U_0/U_c \geq 1. \quad (130)$$

Этот коэффициент может составлять от десятков процентов до 10^8 , т. е. 160 дБ.

5.2.6. Синфазные помехи

Синфазные помехи возникают между выводами датчика и землей. Они могут быть асимметричными (рис. 86, а) или симметричными (рис. 86, в). Синфазные помехи относительно земли создаются за счет магнитных и электрических полей, в которых находятся датчики и соединительные провода, в схемах питания датчиков, из-за влияния емкости трансформатора питания, а также в результате протекания токов в заземляющих про-

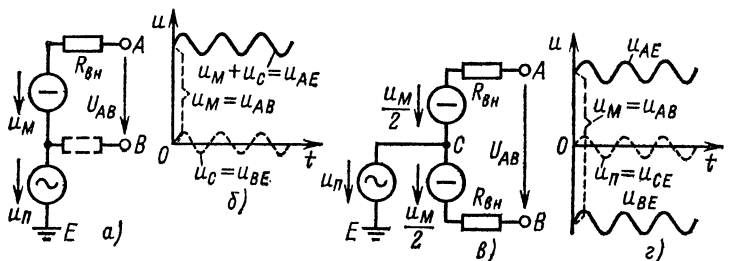


Рис. 86. Синфазные напряжения помех:

а — схема несимметричного источника измеряемого напряжения u_M , включенного последовательно с источником помех $u_П$; б — временные диаграммы напряжения схем, приведенных на рис. 86, а; в — схема симметричного источника измеряемого напряжения u_M с источником помех $u_П$; г — временные диаграммы напряжений схем, приведенных на рис. 86, в

водах и проводах измерительной схемы, вызванных несовершенством изоляции, переходными процессами.

При идеально симметричных относительно земли схемах датчиков и входов усилителей синфазные помехи теоретически не должны приводить к погрешностям измерений, так как на обоих вводах A и B дифференциального усилителя напряжения помех имеют одинаковые амплитуды и фазы (рис. 86, б, г).

Однако на практике всегда имеется асимметрия измерительной цепи, соединительных проводов и входов усилителя, вызванная неравенством их сопротивлений и емкостей, и поэтому всегда имеется некоторое результирующее напряжение помех, вызванное, например, напряжением в петле заземлений (см. рис. 84, а).

Скручиванием измерительных проводов (см. рис. 83, в), а также экранированием измерительного кабеля и входов измерительных усилителей (см. рис. 84, б) можно достичь высокой степени подавления синфазных помех.

Коэффициент подавления синфазных помех определяется как отношение коэффициента усиления синфазного напряжения U_D (измеряемого напряжения при заземлении одного входного ввода усилителя) к коэффициенту усиления сигналов, совпадающих по фазе K_C :

$$K = \frac{K_D}{K_C} = \frac{U_{D\beta}/U_{D\alpha}}{U_{C\beta}/U_{C\alpha}} \geq 1. \quad (131)$$

При одинаковых синфазных сигналах и напряжениях с одинаковыми фазами

$$K = U_{C\alpha}/U_{D\alpha}. \quad (132)$$

Часто коэффициент подавления синфазных помех дается для несимметричного сопротивления источника сигнала в измерительной цепи, равного 1 кОм. Он уменьшается с увеличением частоты рабочего напряжения.

На практике хорошие усилители позволяют измерять разность потенциалов около нескольких милливольт на уровне синфазных потенциалов в несколько сотен вольт; коэффициент подавления синфазных сигналов составляет 10^2 — 10^8 , т. е. 40—160 дБ.

Уровень помех электронных приборов обычно дается в логарифмическом масштабе и выражается в децибелах.

6. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ, РАЗРЕШЕНИЕ И ПОГРЕШНОСТИ

6.1. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Для определения чувствительности и максимального значения сигнала измерительной цепи или ее элементов целесообразно воспользоваться схемой на рис. 87, где показаны датчик D , схема согласования C , выходной

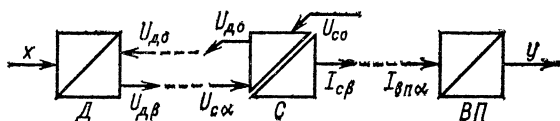


Рис. 87. Структура взаимосвязей датчика D , схемы согласования C и выходного прибора BP :

x ; $U_{d\beta}$; $U_{c\alpha}$; $I_{c\beta}$; $I_{\beta п \alpha}$, y — входные (с индексом α) и выходные (с индексом β) величины; U_{d0} , U_{c0} — напряжения питания

прибор BP и связь между ними согласно нормам VDI/VDE2600. Две параллельные линии в блоке C означают, что цепи, через которые проходит сигнал, не имеют непосредственного электрического соединения.

Обычно (DIN1319) чувствительность S определяют как отношение изменений входной и выходной величин или как отношение действия к причине:

$$S = \Delta x / \Delta y. \quad (133)$$

Измерительные элементы с линейной или линеаризованной характеристикой имеют постоянную чувствительность.

6.1.1. Чувствительность датчиков

Для пассивных чувствительных элементов чувствительность, даваемая в паспорте, отнесенная на 1 В питающего напряжения, равна:

$$S_{д.п} = U_{d\beta} / x_M, \quad (134)$$

где $U_{d\beta}$ — выходная величина; x_M — номинальное значение предела измерений.

При другой форме записи

$$S_{д.п} = (U_{d\beta} / K) / x_M = U_{d\beta} / x_M K. \quad (135)$$

Действующая чувствительность пассивного датчика при питающем напряжении U_0

$$S_{\text{д.п.д}} = S_{\text{д.п}} U_0. \quad (136)$$

Активные датчики имеют чувствительность

$$S_{\text{д.а}} = U_{\text{дф}}/x_M. \quad (137)$$

6.1.2. Общая чувствительность измерительной цепи

Общая чувствительность измерительной цепи

$$S = S_{\text{д.п.д}} S_{\text{с.с}} S_{\text{в.п}}, \quad (138)$$

где $S_{\text{с.с}}$ — чувствительность схемы согласования; $S_{\text{в.п}}$ — чувствительность выходного прибора.

По этому выражению в зависимости от постановки задачи можно определить общую чувствительность схемы или ее отдельных элементов. Практически оказывается полезным наносить на структурные схемы (например, на схему, показанную на рис. 87) данные о значениях сигналов и питающих напряжений.

Устройства для обработки результатов измерений здесь не рассматриваются. Устройства для одновременной или последующей обработки могут быть включены в какой-то части измерительной схемы, и соответственно можно учесть их влияние на общую чувствительность.

6.1.3. Определение результатов измерений

Основой при определении результатов измерений являются калибровочные (градуировочные) кривые, т. е. определение для всего измерительного устройства или его элементов по точкам значений выходной величины y при изменении входной x , представленное в виде кривой.

При нелинейных характеристиках всегда следует пользоваться градуировочными кривыми. Основные виды характеристик показаны на рис. 88.

При линейной характеристике и постоянной чувствительности $S_x = y_{\text{кал}}/x_{\text{кал}}$ (где $y_{\text{кал}}$, $x_{\text{кал}}$ — калибровочные точки) с помощью коэффициента $C_x = 1/S_x$ из выходной величины y можно получить измеряемый параметр

$$x = C_x y. \quad (139)$$

На практике обычно рекомендуется работать с использованием при измерениях чувствительности S_x , так

как большей чувствительности соответствуют и большие числовые значения, а не обратные значения, как при использовании коэффициента C_x .

При обработке результатов измерений удобно пользоваться коэффициентом C_x . При этом применяют обозначение C , а не K , так как буквой K в теории регулиро-

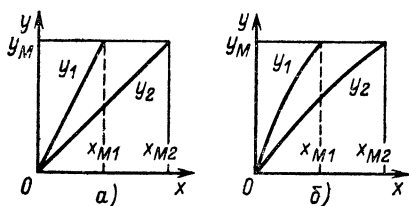


Рис. 88. Линейные (а) и нелинейные (б) характеристики для двух диапазонов измерений с пределами x_{M1} и x_{M2}

вания часто обозначается чувствительность (коэффициент пропорциональности по DIN19226), а в измерительной технике — коэффициент, обратный чувствительности (DIN43740).

Пример 8. Пусть регистрируются временные зависимости силы F_M некоторым устройством. Требуется определить чувствительность всей измерительной схемы и масштаб силы на осциллограмме при двух чувствительностях усилителя и следующих условиях. Датчик имеет номинальное значение силы $F_M = 100$ Н, выходное напряжение датчика $U_{дв} = 1$ мВ на 1 В питающего напряжения, питающее напряжение $U_0 = 10$ В, чувствительности усилителя (схемы согласования) $S_y = 1$ мА/мВ и $S_y = 2$ мА/мВ, регистрирующий прибор — шлейфовый осциллограф с номинальным током $I_{в.п\alpha} = 10$ мА и отклонением светового луча $y = 100$ мм.

Рассчитаем чувствительность всей схемы $S = S_{д.п.д} S_{с.с} S_{в.п}$ для обеих чувствительностей усилителя, которая необходима для нанесения масштаба, т. е. отметок для целых значений измеряемой величины на координатной оси на осциллограмме, а также коэффициенты и конечные значения силы.

Чувствительность датчика

$$\begin{aligned} S_{д.п.д} &= U_0 S_{д.п} = U_0 U_{д.0} / (F_M K) = 10 \cdot 10^{-3} / 100 = \\ &= 0,1 \text{ мВ/Н} = 100 \text{ мкВ/Н}. \end{aligned}$$

Чувствительность выходного прибора

$$S_{в.п} = y / I_{в.п\alpha} = 100 / 10 = 10 \text{ мм/мА}.$$

а) Чувствительность схемы при малом коэффициенте усиления

$$S = 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10 = 1 \text{ мм/Н}.$$

Для удобства можно рекомендовать нанести на осциллограмму отрезки по 10 мм, соответствующие 10 Н.

Для обработки осциллограмм пригоден коэффициент

$$C_F = 1/S_M = 1 \text{ Н/мм.}$$

Предельные отклонения на осциллограмме достигаются при силе

$$F_M = C_F y = 1 \cdot 100 = 100 \text{ Н.}$$

б) Чувствительность схемы при большом коэффициенте усиления

$$S = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^3 = 2000 \text{ мм/Н.}$$

Масштаб силы в этом случае оказывается равным:

$$S = 2000 \frac{\text{мм}}{\text{Н}} = 20 \frac{\text{мм}}{10 \text{ мН}}.$$

Значение коэффициента $C_F = 0,5 \text{ мН/мм.}$

Предельная сила, при которой будет отклонение $y = 100 \text{ мм,}$

$$F_M = C_F y = 0,5 \cdot 100 = 50 \text{ мН.}$$

6.2. РАЗРЕШЕНИЕ

Разрешение может быть абсолютным или относительным. В качестве примера ниже приводится пояснение разрешения по времени.

Абсолютное разрешение t_Q — наименьшая различимая часть измеряемой величины. Понятие разрешения относится как к аналоговым, так и к цифровым измерительным приборам. При цифровых методах разрешение t_Q представляет собой наименьшее регистрируемое значащее число.

Относительное разрешение дается как отношение абсолютного разрешения к максимальному значению диапазона измерений t_M :

$$Q_t = t_Q/t_M. \quad (140)$$

В паспорте прибора указывается разрешение. Если оно имеет размерность, то речь идет об абсолютном разрешении. Если размерность отсутствует, то имеется в виду относительное разрешение. Чем выше относительное разрешение, тем меньшим числом оно характеризуется. Аналогично чем выше точность измерений, тем меньшее значение разрешения.

Однако следует различать чувствительность S и относительное разрешение Q . Понятия порог измерения, порог чувствительности соответствуют первому, отчетливо различимому перемещению указателя, обусловленному изменением измеряемой величины (DIN1319), и их нельзя заменять понятием чувствительность.

При изменении диапазонов измерений в отношении $10^3 : 1$ аналогового прибора со шкалой 100 делений и регистрации отклонения 0,1 деления относительное разрешение $Q=10^{-6}$. Значения относительного разрешения при цифровых способах регистрации проиллюстрируем на примере.

Пример 9. Пусть относительная погрешность измерений $F_U = 10^{-3}$. Сравнить эту погрешность с относительным разрешением Q_U при измерении напряжения цифровыми мультиметрами, имеющими разные пределы измерений.

Из данных табл. 9 следует, что применение приборов с заданным относительным разрешением и числом разрядов 3 и $3\frac{1}{2}$ еще целесообразно.

Т а б л и ц а 9. Соотношение относительных погрешностей F_U и разрешений Q_U числовых мультиметров

Характеристики прибора		Относительное разрешение Q_U	Относительная погрешность F_U	Отношение F_U/Q_U
Разряд	Предел			
3	999	10^{-3}	10^{-3}	1
$3\frac{1}{2}$	1999	$0,5 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}	2
4	9999	10^{-4}	10^{-3}	10
$4\frac{1}{2}$	19 999	$0,5 \cdot 10^{-4}$	10^{-3}	20
5	99 999	10^{-5}	10^{-3}	100
6	999 999	10^{-6}	10^{-3}	1000

При числе разрядов 4 и $4\frac{1}{2}$ относительное разрешение при заданной погрешности уже оказывается сильно завышенным, и такие приборы можно рекомендовать только в том случае, если особый интерес представляет измерение малых значений сигнала. Таким об-

разом, выбор относительного разрешения зависит от задачи измерений. Приборы с более высоким разрешением обладают соответственно меньшей погрешностью.

Вместо понятия разряда прибора, например $3\frac{1}{2}$, $3\frac{3}{4}$ т. д., было бы целесообразно пользоваться более четкими понятиями, такими как предел измерений, количество цифр, число ступеней, квантов измерений или конечное число предела измерений, например $j=999$; 1499; 1999 или 3000 и т. д.

6.3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

6.3.1. Определения

Так как измерительные приборы характеризуются значением погрешности (VDE0410, VDI/VDE2600), ниже дают определение погрешностей разного вида, обозначая буквами a_x отсчитываемое по прибору значение, a_n — истинное значение измеряемой величины, a_n — предел диапазона (шкалы) измерений.

Абсолютная погрешность $a_a = a_x - a_n$; относительная $F_o = a_a / a_n$; относительная погрешность отсчета $F_{от} = a_a / a_n$ (дается обычно в процентах).

Коррекция соответствует относительной погрешности отсчета со знаками «+» и «-».

Границы допустимой погрешности определяют класс точности $F = F_{от, доп}$.

Изготовитель прибора обеспечивает точность, или максимальную допустимую погрешность отсчета в пределах всей шкалы прибора, выраженную в процентах предельных значений шкалы, а также указывает влияющие на измерения воздействия при определенных условиях испытаний. Понятия «точность» следует избегать при численной характеристике погрешности.

Существуют следующие классы приборов (классы точности в соответствии с VDE0410): 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 5.

Погрешность результатов измерений характеризуется также ненадежностью измерений.

6.3.2. Источники и виды погрешностей

Источники погрешностей (VDI/VDE2600) — несовершенства объекта измерений, приборов и способов измерений. Сюда же входит влияние окружающих условий

(температуры, давления, влажности воздуха), изменение напряжения и частоты источника питания, параметров внешних электрических и магнитных полей, а также субъективные оценки результатов измерения.

Систематические погрешности возникают вследствие несовершенства приборов и способов измерения, объекта измерений, а также изменения контролируемых внешних условий (температуры, давления и т. д.) и субъективного восприятия результатов исследователем. Они делают результат измерений неверным. Контролируемые систематические погрешности могут быть исключены путем коррекции.

Случайные погрешности возникают при неконтролируемых непосредственно измерительным прибором изменениях объекта измерений, например трения, внешних условий, таких как вибрации, а также по вине исследователя. Они приводят к ненадежности измерений. Эти погрешности нельзя учесть в единичном эксперименте: они могут быть оценены и учтены только с помощью статистических расчетов.

Результирующую погрешность измерений функции многих величин x_1, x_2, \dots, x_n при известных систематических погрешностях определения этих величин $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$ можно найти по следующему выражению:

$$\Delta y = \frac{\partial y}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial y}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial y}{\partial x_n} \Delta x_n. \quad (141)$$

Ненадежность измерений при случайных ошибках с доверительным коэффициентом t , числом измерений n , стандартном отклонении σ и предварительно оцененной систематической погрешностью F можно рассчитать по соотношению [16]

$$u = \pm \left(\left| \frac{t}{\sqrt{n}} \right| \sigma + |F| \right). \quad (142)$$

Результат измерений определяется по выражению

$$y = y_{\text{ср}} \pm u, \quad (143)$$

где $y_{\text{ср}}$ — скорректированное среднее значение.

Так как на практике общая погрешность измерительной цепи оказывается меньше суммы погрешностей всех элементов цепи, частично компенсирующих друг друга, при рассмотрении общей погрешности должны быть известны погрешности всех элементов цепи.

6.3.3. Погрешности нелинейностей характеристик

Характеристика измерительного прибора представляет собой зависимость выходной величины y от входной x , снятую в стационарном (установившемся) режиме. Во многих областях измерительной техники желательно, чтобы она представляла собой прямую линию (рис. 88, а).

Измеренная характеристика линейна лишь приближенно (рис. 88, б). Однако на практике ее желательно заменить прямой линией, чтобы можно было пользоваться постоянной чувствительностью S .

При определении отклонения характеристики от прямой линии пользуются следующими общепринятыми способами. Чем выше отклонение, тем больше погрешность, связанная с линеаризацией.

Метод фиксированных точек. Через начальную и конечную точки измеренной характеристики $y_a = f(x)$ проводится прямая $y_b = Sx$ (рис. 89, а). Наибольшее абсолютное или относительное отклонение $y_{Fmax} = (y_a - y_b)$ или $F_{max} = y_{Fmax}/y_M$ дает погрешность линеаризации.

Минимум квадратического отклонения. При этом способе измеренная кривая $y_a = f(x)$ заменяется прямой $y_b = Sx$, проходящей через нуль, при которой сумма ква-

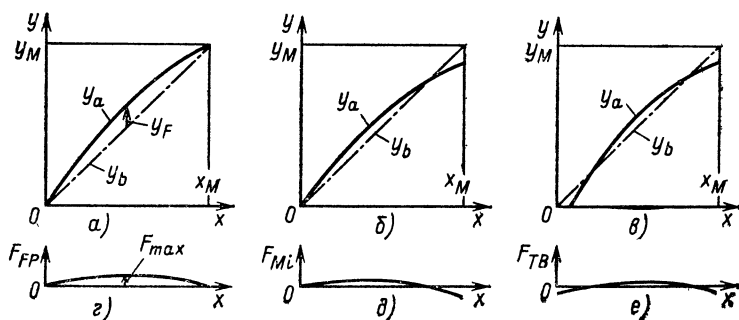


Рис. 89. Определение погрешностей линеаризации:

а-в — линеаризация с абсолютной погрешностью $y_F = y_a - y_b$; г-е — относительные погрешности $F = y_F / y_M$; а, г — метод фиксированных граничных точек; б, д — метод минимума квадратического отклонения с нулевой начальной точкой; в, е — метод минимума допусков; x, y — входная и выходная величины с конечными значениями x_M и y_M ; $y_a = f(x)$ — измеренная характеристика; $y_b = Sx$ — линейная характеристика с крутизной S

дратов отклонений значений измеренной кривой и прямой минимальна (рис. 89, б).

Метод минимума допусков. Измеренная характеристика $y_a = f(t)$ заменяется такой прямой, при которой сумма квадратов отклонений $\Sigma (\Delta y)^2$ минимальна (рис. 89, в). На рис. 89, г—е показаны зависимости отклонений $F = f(x)$, из которых можно определить погрешности линеаризации разными способами.

При прецизионных измерениях погрешность линеаризации учитывается калибровочной кривой.

6.3.4. Погрешность, вызванная влиянием температуры

Погрешность за счет чувствительности. Влияние температуры на чувствительность измерений иллюстрируется на рис. 90, а. Оно проявляется изменением наклона ха-

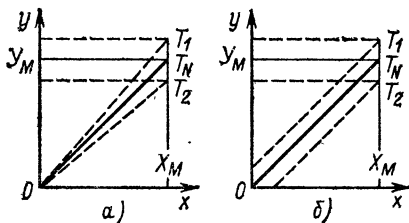


Рис. 90. Влияние температуры на характеристики $y = f(x)$ при различных температурах T :

а — изменение чувствительности; б — смещение нулевой точки

рактеристики относительно нуля. При этом все измеряемые величины в процентном отношении отклоняются одинаково. Погрешность за счет чувствительности часто задается при изменении температуры на 10 К и выражается в процентах, а при малых значениях — в промилле от истинного значения. В пределах диапазона температур от +10 до +40 °С погрешность может составлять, например, от 0,1 до 1 % на 10 К.

Погрешность дрейфа нуля. Часто из-за влияния температуры характеристика смещается параллельно (рис. 90, б). Погрешность, вызванная этим смещением, дается как абсолютная или относительная (в процентах или промилле относительно фиксированного значения измеряемой величины) при изменении температуры на 1 или 10 К, а также в результате дрейфа нуля при длительной работе в течение 48 ч. При определении погрешности дрейфа нуля прибор должен предварительно работать в

течение 1 ч при температуре $(+25) \pm 5^\circ\text{C}$. Погрешность за счет дрейфа нуля может составлять от 0,01 до 0,1 % на 10 К.

6.3.5. Гистерезис и разность измерений при возрастании и уменьшении измеряемой величины

Если какой-либо элемент измерительной цепи обладает гистерезисной характеристикой, то показания выходного прибора могут различаться при медленном или ступенчатом подходе к измеряемому значению от меньшего и от большего значений. Количественные данные по этому эффекту специфичны для каждого конкретного случая.

6.3.6. Временные характеристики

Динамические свойства. Для определения временных характеристик приборов, т. е. поведения во времени выходной величины при заданном изменении во времени входной, в измерительной технике проводится исследование поведения измерительной системы преимущественно при скачкообразном (ступенчатом) или же при синусоидальном или стохастическом изменении входной величины [7].

Передаточные характеристики измерительного прибора во временной области характеризуются реакцией на прямоугольный импульс (передаточной функцией) (рис. 91, а). При синусоидальном изменении входной величины получают геометрическое место точек конца век-

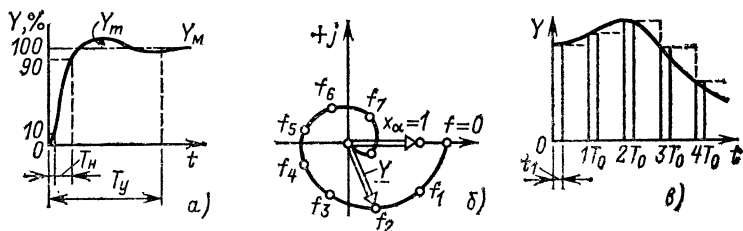


Рис. 91. Разновидности описания динамических характеристик различных процессов:

а — реакция на прямоугольный импульс; б — локус-диаграмма; в — кривая при стробоскопическом измерении

тора (локус-диаграмму на рис. 91, б) в частотной области. Для характеристики поведения прибора во времени используют следующие параметры.

Время нарастания T_n — интервал времени между значениями реакции на прямоугольный импульс, равными 0,1 и 0,9 установившегося значения y_m (рис. 91, а, DIN19229).

Время установления T_y — время от начала воздействия до достижения реакцией заданного значения.

Наложенные колебания наблюдаются в случае колебательной реакции. Они характеризуются величиной выброса y_m относительно установившегося значения y_m (рис. 91, а).

Частотная характеристика имеет диапазон частот, например, от 0 до 1000 Гц при уровне неравномерности — 1 дБ.

Измеряемый частотный диапазон охватывает область частот, в которой отношение амплитуд напряжений U_ω при текущей частоте и U_0 при эталонной (опорной), например, при 0 Гц (в логарифмической форме $v = 20 \log(U_\omega/U_0)$ или линейной $v = U_\omega/U_0$) или снижение амплитуд $\delta = (U_0 - U_\omega)/U_0$ синусоидальных напряжений при граничной верхней или же нижней частоте не выходят за пределы значений, данных в табл. 10. Для полосы пропускания измерительных усилителей обычно $v = -3$ дБ.

Таблица 10. Соотношение амплитуд v и снижение амплитуды δ

v^*	-3/0,708	-1/0,891	-0,5/0,944	-0,2/0,977	-0,1/0,988
Снижение δ , %	29,205	10,875	5,594	2,276	1,145

* В числителе — отношение амплитуд, дБ; в знаменателе — отношение амплитуд, отн. ед.

Фазовый сдвиг — разность фаз синусоидальных сигналов на входе и выходе измерительного элемента.

Стробоскопические методы. При стробоскопировании переменного во времени измеряемого сигнала и аналоговым или цифровым запоминанием до следующего опроса на выходе устройства имеет место ступенчатая функция (рис. 91, в), повторяющая измеряемую.

6.3.7. Шумы

Включением фильтра низких частот часто удается устранить высокочастотные шумы в широкой полосе частот.

Для подавления низкочастотных шумов используются специальные способы, например применение узкополосных усилителей (см. пп. 3.3.4).

Шумы дают случайные погрешности со статистическим разбросом и характеризуются уровнем шумов, выраженным в виде напряжения на входе, которое дало бы такой же уровень напряжения на выходе при отсутствии шумов. Приводится либо действующее значение напряжения шумов U , либо двойной размах колебаний относительно нулевой линии $U_{2м}$. Например, при $U_{2м} = 2$ мкВ $U = 0,7$ мкВ.

6.3.8. Влияние напряжения питания

Изменение напряжения питания может оказывать влияние на различные величины, например на чувствительность или погрешность дрейфа нуля. Обычно задается диапазон допустимых изменений рабочего напряжения, при котором погрешность прибора не выходит за допустимые границы.

6.3.9. Погрешности при цифровых измерениях

Границы погрешностей можно определить, например, суммой относительной погрешности измерительного устройства $F_{отн}$, погрешностей выходного прибора $F_{в.п}$ и процесса квантования $\left(\pm \frac{1}{2}\right)$:

$$F = \pm F_{отн} \pm F_{в.п} \pm \frac{1}{2}. \quad (144)$$

Граница F может составлять, например, $\pm 0,02\%$ измеряемой величины, а $F_{отн} = \pm 0,01\%$ предела измерений прибора.

6.4. ДОСТОВЕРНОСТЬ И НАДЕЖНОСТЬ

С увеличением количества элементов и приборов в устройствах измерения, управления и регулирования процессов для нормальной эксплуатации требуется высокая надежность приборов и устройств автоматизаций,

обеспечивающая низкие значения ущерба при нарушении функционирования элементов или выходе их из строя.

Под надежностью понимают способность электронных элементов, измерительных приборов и цепей сохранять в пределах заданных границ характеристики срока службы параметры, обусловленные их применением (DIN40041).

Для оценки надежности (количественного определения надежности сохранения характеристик) приборов строится кривая распределения срока их службы (рис. 92, а) [12]. При этом определяют количество выходящих

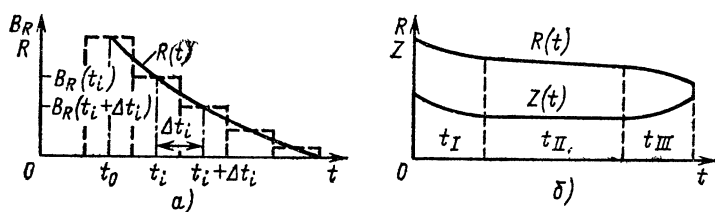


Рис. 92. Срок жизни и выходы из строя элементов прибора:

а — функция состояния $R(t)$; б — временные зависимости функции состояния $R(t)$ и количества выходов из строя $Z(t)$

из строя приборов за время t_i с интервалом Δt_i и оставшихся исправными к моменту t_i приборов $B(t_i)$. Представление результатов в относительных единицах с начальным значением $B(t_0)$ в зависимости от времени дает ступенчатое распределение срока жизни (рис. 92, а). Усреднение этого распределения дает функцию состояния $R(t)$. Из этой функции можно вывести распределение вероятности выхода из строя $F(t) = 1 - R(t)$.

Вероятность выхода из строя $F(t_i; t_0)$ соответствует вероятности повреждения прибора к заданному моменту (VDI/VDE3540).

Зависимость функции состояния R от времени и доля выходов из строя $Z(t)$, т.е. снижение оставшихся исправными приборов, показаны на рис. 92, б в трех временных интервалах t_I , t_{II} и t_{III} :

t_I — выходы из строя в начале эксплуатации, обусловленные дефектами материалов и изготовления, а также конструктивными недостатками. Со временем количество их уменьшается;

t_{II} — случайные выходы из строя. Количество выходов из строя $Z(t)$ мало и практически не зависит от времени.

Они объясняются случайными дефектами, возникающими под действием внешних условий, и большим временем эксплуатации;

t_{III} — выходы из строя, вызванные износом в конце нормального срока эксплуатации, которые обычно возрастают во времени.

Для электронных элементов и приборов, ранние выходы из строя которых устраняются при контроле качества пробной эксплуатацией в жестких условиях и отбраковкой, функция состояния $R(t)$ при постоянных во времени выходах из строя $Z(t) = p = \text{const}$ описывается экспонентой:

$$R(t) = \exp(-pt). \quad (145)$$

Например, для резисторов $p = 5 \cdot 10^{-8}$ 1/ч, и в среднем можно ожидать выхода в течение 1 ч одного резистора из 20 млн. шт.

Наряду с функцией надежности в качестве показателя надежности используют средний временной интервал между первым и повторным выходами из строя:

$$t_a = \int_0^{\infty} R(t) dt = \int_0^{\infty} e^{-pt} dt = 1/p. \quad (146)$$

Для электронных измерительных и регулирующих приборов требуется $t_a \geq 25\,000$ ч, или около 3 лет.

При последовательном включении приборов и устройств, когда работоспособность каждого компонента A_i является предпосылкой безотказного функционирования всего устройства, общая надежность

$$A = A_1 A_2 A_3 \dots A_i = \prod_{i=1}^n A_i. \quad (147)$$

Если число выходов из строя каждого элемента p_i известно, то

$$A(t) = \exp\left(-\sum_{i=1}^n p_i t\right). \quad (148)$$

При параллельном соединении элементов прибора, когда выход одного или нескольких из них еще не при-

водит к нарушению функционирования, т.е. при дублировании элементов, общая надежность повышается

$$A(t) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - A_i). \quad (149)$$

К мероприятиям, обеспечивающим высокую надежность электронных измерительных устройств, относятся переход к цифровым способам измерений, использование интегральных схем, операционных усилителей, защита схем и элементов от внешних условий и т.д.

При выборе надежности устройства необходимо учитывать последствия выхода из строя, возникающие в контролируемом процессе. В ряде устройств, например в сборочных конвейерах, при нарушении функционирования последствия неопасны. Однако в некоторых случаях, например при космических полетах, надежное функционирование всех систем является предпосылкой обеспечения безопасности.

7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ МЕХАНИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Ниже рассматривается техническое выполнение датчиков, применяемых на практике для измерений различных физических величин.

В табл. 11 знаком «+» показана пригодность основных видов датчиков для измерения механических и связанных с ними технических величин.

7.1. ИЗМЕРЕНИЕ УДЛИНЕНИЙ

7.1.1. Тензорезисторы

Тензометрические датчики удлинений или растяжений являются пассивными резистивными чувствительными элементами и служат для измерения удлинения $+\epsilon$ или сжатия $-\epsilon$ поверхности деталей, а также других статических и динамических механических величин, которые пропорциональны деформации вспомогательного упругого элемента (пружины), например пути, ускорения, силы, изгибающего или вращающего момента, давления газа или жидкости и т.д. По этим измеряемым величинам можно определить производные величины, на-

Таблица 11. Принципы действия датчиков для измерения различных величин

Измеряемая величина	Аналоговые датчики							Цифровые датчики		
	Пассивные			Активные						
	резистивные	индуктивные	емкостные	электродинамические	пьезоэлектрические	термоэлектрические	фотоэлектрические	частотно-аналоговые	контактные	абсолютно кодированные
Растяжение	+	+	—	—	—	—	—	—	—	—
Путь, угол	+	+	+	—	—	—	—	—	+	+
Скорость	—	—	—	+	—	—	—	—	—	—
Ускорение	+	+	—	—	+	—	—	—	—	—
Сила	+	+	—	—	+	—	—	—	—	—
Давление газа	+	+	+	—	+	—	—	—	—	—
Момент вращения	+	—	—	—	—	—	—	+	—	—
Время	—	—	—	—	+	—	—	—	—	—
Температура	+	—	—	—	—	+	—	—	—	—
Характеристики света	+	—	—	—	—	—	+	—	—	—
Характеристики химических анализов	+	—	+	—	—	+	+	—	—	—

пример массу (вес), степень заполнения резервуаров и т. д.

В проволочных и фольговых тензорезисторах используется константановый провод диаметром около 25 мкм либо фольга с высоким электрическим сопротивлением толщиной примерно 5 мкм, размещенные между несущей и защитными пластинами из бумаги или пластмассы (акриловой, эпоксидной или фенольной смолы или полиамида) толщиной 25—60 мкм [4].

На рис. 93 показаны основные принципы выполнения тензодатчиков: простые тензорезисторы из провода или фольги, торсионные и розеточные датчики, цепочечные датчики, состоящие из двух — десяти элементов, расположенных на прямоугольном корпусе или на мембране по кругу или спирали.

Отклонения сопротивления проволочных тензорезисторов от номинального определяются при их сортировке. В фольговых тензорезисторах, изготовленных в виде пе-

чатных схем, осуществляется подгонка сопротивления к номинальному путем протравливания проводящего материала. Все датчики одной партии изготовления должны быть одинаковыми (нормы VDI/VDE2635). В полупроводниковых тензорезисторах полупроводниковый чувст-

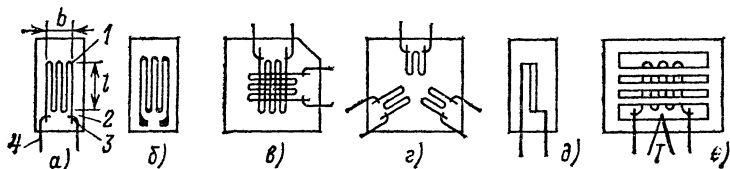


Рис. 93. Основные типы тензодатчиков:

a — простой проволочный тензорезистор; *b* — простой фольговый тензорезистор; *c* — торсионный датчик; *d* — датчик розеточной конструкции с углами 0, 60 и 120°; *e* — полупроводниковый датчик; *ж* — датчик со свободной сеткой и термоэлементом *T*; 1 — провод, уложенный зигзагом; 2 — бумажная или пластмассовая подложка; 3 — соединения сваркой или пайкой; 4 — соединительные провода; *l* — активная длина датчика; *b* — активная ширина датчика

вительный элемент состоит из кремниевой полоски с *n*- или *p*-проводимостью, обладающей пьезоэффектом, при котором механическая нагрузка вызывает положительное или отрицательное изменение сопротивления, обусловленное изменением подвижности электронов.

Полупроводниковый тензорезистор (рис. 93, *д*) шириной 0,2 мм и толщиной около 0,02 мм может быть изготовлен на подложке или может использоваться без нее. Преимуществом таких тензодатчиков является высокая чувствительность (табл. 12). Однако его характеристика нелинейна, и чувствительность постоянна только в узком диапазоне. Величина $\Delta R/R_0$ сильно изменяется при изменении удлинения ϵ и температуры. Полупроводниковые тензорезисторы имеют высокую стоимость, и поэтому применяются только в особых случаях.

Жестко закрепляемые тензорезисторы — тонкая стальная пластина, на которую с помощью керамической мастики (клея) крепится фольга (или провод), которая приваривается к металлу, например, к детали из стали, ковкого чугуна, алюминия и т. д. Этим достигается идеальное соединение тензодатчика с поверхностью и повышенная точность измерений.

Тензорезисторы со свободной сеткой. Эти проволочные или фольговые датчики изготавливаются на удаляемой основе в виде склеенной ленты из стекловолокна или

Т а б л и ц а 12. Характеристики проволочных, фольговых и полупроводниковых тензорезисторов (подчеркнутые значения предпочтительнее)

Характеристики	Тензорезисторы		
	металлические		полупроводниковые
	проволочные	фольговые	
Номинальное сопротивление, Ом	<u>120</u> , 600	120, <u>300</u> , <u>350</u> , 600	120, 600
Разброс сопротивления в упаковке, %	0,25—0,5	0,2	0,5
Активная измеряемая длина, мм	3—6 или до 150	0,6— <u>6</u> или до 30	<u>1—5</u>
Чувствительность	2,1	2,1	100—160
Разброс чувствительности, %	0,5	1	2
Диапазон измеряемых частот f_m , кГц	0—100	0—100	—
Допустимый ток, мА	10—40	20—40	10—20
Наибольшее напряжение питания моста, В	2—60	2—20	1—2
Максимальное растяжение, 10^{-2} м/м	0,5—5	5—8	0,3—0,5
Линейный участок растяжения, мкм/м, при погрешности, %:			
$\pm 0,1$	4000	4000	—
± 1	10 000	10 000	1000
Диапазон температур с компенсацией температурной погрешности, °С	—10÷+150	—10÷+130	—
Температурный коэффициент α_K термокомпенсации, (мкм/м)/К	± 1	± 1	—
Ползучесть (проскальзывание) за час при $\epsilon=1000$ мкм/м, $\Delta\epsilon/\epsilon$, %	0,1—1	0,1—1	0,1—1

фторопласта (рис. 93, е). Они закрепляются на измеряемой поверхности распыленным с помощью горелки оксидом алюминия. Тензорезисторы со свободной сеткой применяются при очень высоких (+200—1000 °С) и низких (до —200 °С) температурах. При таких температурах автоматическая температурная компенсация невозможна. Если нельзя использовать компенсирующий элемент (такой же датчик, но механически не нагруженный), то результаты измерений пересчитывают с учетом температуры, измеряемой вспомогательным термoeлементом (рис. 93, е).

Тензодатчик со свободной проволокой. Тонкие растягивающиеся проволоочки, закрепленные между четырьмя стержнями на мембране, используются в мостовых схемах специально для измерения ускорения, давления и разницы давлений.

Принцип работы. Натянутый провод тензодатчика, приклеенный к деформируемой поверхности, растягивается или сжимается по всей длине (рис. 94). При

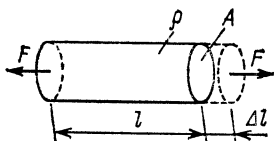


Рис. 94. Измерительный датчик-провод:
 l — длина; Δl — изменение длины; A — поперечное сечение; ρ — удельное электрическое сопротивление; F — сила

этом возникает положительное или отрицательное изменение сопротивления, которое обусловлено изменением как геометрических размеров проводника, так и его удельного сопротивления ρ или электропроводности вследствие внутренней перестройки материала.

Изменение сопротивления $R = \rho l / A$ под действием силы F может быть описано полным дифференциальным уравнением

$$dR = \frac{\partial R}{\partial \rho} d\rho + \frac{\partial R}{\partial l} dl + \frac{\partial R}{\partial A} dA. \quad (150)$$

Для того чтобы можно было вести расчет для проводника объемом V , сопротивление R перепишем в виде

$$R = \frac{\rho l}{A} \frac{l}{l} = \frac{\rho l^2}{V}; \quad (151)$$

тогда

$$\Delta R = \frac{\partial R}{\partial \rho} \Delta \rho + \frac{\partial R}{\partial l} \Delta l + \frac{\partial R}{\partial V} \Delta V, \quad (152)$$

или

$$\Delta R = \frac{l^2}{V} \Delta \rho + \frac{\rho}{V} 2l \Delta l - \frac{\rho l^2}{V^2} \Delta V. \quad (153)$$

Для упрощения можно принять $\Delta \rho = 0$ ($\rho = \text{const}$) и $\Delta V = 0$ ($V = \text{const}$). В этом случае

$$\Delta R = 2 \frac{\rho l}{V} \Delta l = 2 \frac{\rho l}{V} \frac{l}{l} \Delta l = 2 \frac{R}{l} \Delta l, \quad (154)$$

или

$$(\Delta R/R)/(\Delta l/l) = 2. \quad (155)$$

Так как в действительности ρ изменяется, из общего решения получается следующее соотношение:

$$\frac{\Delta R}{R} = \varepsilon \left(1 + 2\mu + \frac{d\rho}{d\varepsilon} \frac{1}{\rho} \right) = \varepsilon (a + b), \quad (156)$$

где $\varepsilon = \Delta l/l$; μ — коэффициент Пуассона.

Коэффициент a отражает изменение геометрических размеров, а коэффициент b — изменение внутренней структуры материала. Отсюда обычно получают чувствительность тензодатчика, равную отношению выходной величины ко входной:

$$S_\varepsilon = (\Delta R/R)/(\Delta l/l). \quad (157)$$

Отметим, что ранее в книге для обозначения чувствительности растяжения использовалось широко распространенное обозначение K .

Чувствительность константовых тензодатчиков с проволокой из сплава медь — никель — марганец составляет $S_\varepsilon \approx 1 + 2 \times 0,33 + 0,34 = 2$. Так как это теоретическое значение не точно соответствует наблюдаемому на практике, то чувствительность датчика определяется экспериментально после изготовления и даются пределы погрешностей. При этом обычно не требуется дополнительной калибровки датчика после установки его на объект.

В полупроводниковых датчиках преобладает изменение удельного сопротивления; вклад изменения геометрических размеров $1 + 2\mu$ мал. При растяжении и изменении температуры чувствительность датчика непостоянная. Изменение сопротивления

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \frac{T_0}{T} k\varepsilon + \left(\frac{T_0}{T} \right)^2 c\varepsilon + \dots, \quad (158)$$

где k и c — постоянные; T_0/T — отношение исходной температуры к температуре измерений.

Даваемые изготовителем значения чувствительности S_ε годятся только для исходного состояния при $\varepsilon = 0$ и для комнатной температуры. Кремниевые датчики с p -проводимостью имеют чувствительность от $+(110-130)$ до $+178$, а с n -проводимостью — от $-(80-100)$ до -138 . При этом открываются возможности разнообразного применения тензодатчиков в мостовых измеритель-

ных схемах с большим выходным сигналом. Увеличение концентрации примесных атомов кремния приводит к уменьшению электрического сопротивления и чувствительности датчика, а следовательно, и к ослаблению температурной зависимости сопротивления.

Сигнал тензодатчиков принципиально прямо пропорционален растяжению ϵ , а не удлинению Δl базы l , как это отмечается, например, в индуктивных датчиках.

Растяжение, определяемое отношением $\Delta l/l$, безразмерно. Однако на практике используют единицы величины ϵ

$$\epsilon_1 = 10^{-3} \text{ м/м} = \text{мм/м} \text{ и } \epsilon_1 = 10^{-6} \text{ м/м} = \text{мкм/м}. \quad (159)$$

Следует избегать замены обозначений 10^{-3} мм/м промилле ‰.

Температурные погрешности. Изменение температуры детали с размещенным на ней датчиком оказывает влияние как на деталь, так и на датчик. Так как обычно представляют интерес деформации, вызванные механическими воздействиями, а не температурными расширениями, необходимо предусмотреть меры для исключения температурных погрешностей.

Повышение температуры детали на величину ΔT приводит при измерениях к кажущемуся удлинению

$$\epsilon_T = \alpha \Delta T, \quad (160)$$

где α — общий коэффициент, учитывающий температурный коэффициент α_R сопротивления датчика, чувствительность материала датчика $S_M \approx S_\epsilon$, а также разность температурных коэффициентов линейного расширения материалов детали α_M и датчика α_d :

$$\alpha = \frac{\alpha_R}{S_M} + \alpha_M - \alpha_d. \quad (161)$$

Так как представленные в табл. 13 температурные коэффициенты некоторых материалов не являются постоянными, а зависят от температуры, то для конструкционной стали и константанового тензодатчика в диапазоне температур 20—70 °С кажущееся удлинение, м/м, составит на 1 К:

$$\epsilon_T = [(2 \dots 14) \dots 30] 10^{-6}. \quad (162)$$

На практике влияние температуры обычно не рассчи-

Т а б л и ц а 13. Температурные коэффициенты веществ при $T=20^\circ\text{C}$

Вещество	Коэффициент линейного расширения, (м/м)/К	Коэффициент сопротивления, 1/К
Константан	$15 \cdot 10^{-6}$	$-3,5 \cdot 10^{-6}$
Конструкционная сталь	$(11-12) 10^{-6}$	—
Алюминий	$(22-24) 10^{-6}$	—

тывается, а устраняется компенсационными устройствами, описанными ниже.

Рабочие температуры проволочных тензорезисторов лежат обычно в диапазоне $-200 \div +200$, фольговых $-250 \div +400$ и полупроводниковых $0 \div +200^\circ\text{C}$.

Температурно-компенсированные тензорезисторы. Большинство тензорезисторов изготавливают из специальных сплавов с температурными коэффициентами, согласованными таким образом, чтобы соблюдалось условие

$$\alpha_R \approx S_M (\alpha_M - \alpha_d). \quad (163)$$

При этом общий коэффициент α приблизительно равен нулю. Эти датчики при материалах детали, имеющих постоянные температурные коэффициенты линейных расширений (например, титане, стали, меди, алюминии, бетоне), автоматически компенсируют влияние нагрева места установки датчика в диапазоне температур от -10 до $+150^\circ\text{C}$.

Так как температурные зависимости температурных коэффициентов металлов и электрического сопротивления датчика имеют некоторую нелинейность, то всегда сохраняется конечная температурная погрешность, (м/м)/К,

$$\epsilon_T = \pm [(0,5 \div 2) 10^{-6}]. \quad (164)$$

Некоторые температурно-компенсированные тензорезисторы соединяются в трехпроводной схеме (рис. 47) для исключения влияния соединительных проводов.

Температурная компенсация с помощью выбора схемы измерений. Наиболее благоприятна автоматическая компенсация температурных погрешностей измерений в мостовых схемах или же в схемах с двумя последова-

тельно соединенными тензорезисторами с положительным и отрицательным температурными коэффициентами, а также при соответствующем включении одинаковых активных или пассивных датчиков, взятых из одной партии, или многих (до 32) активных датчиков при включении их в соседние или все плечи мостов. При этом активные датчики регистрируют деформацию в месте их установки, а пассивные (компенсирующие) установлены на детали так, чтобы их температура была такой же, как и у активного датчика, а деформация отсутствовала. Употребление терминов «активный» и «пассивный» датчик здесь отличается от общепринятого, которое связывается обычно с отсутствием или наличием источника питания.

Влияние влажности. Чтобы поддерживать на пренебрежимо малом уровне погрешности измерений, вызванные влиянием влажности, необходимо тензорезисторы защищать от влаги. Сопротивление изоляции датчиков относительно заземленной поверхности детали должно превышать более чем в 10^6 раз номинальное сопротивление датчика.

Способы крепления. Трудно высказать общие рекомендации относительно необходимых клеящих веществ и защитных покрытий при применении тензодатчиков. Эти вещества необходимо изготавливать и обрабатывать в соответствии с рекомендациями поставщиков датчиков. При применении необходимого клеящего состава устраняются прежде всего проскальзывания датчика относительно детали при измерении.

Погрешности при измерениях тензорезисторами. Погрешности могут возникать из-за нелинейностей, гистерезисных явлений, при изменении механических нагрузок и температуры, влияния температуры, термических напряжений в местах наложения датчиков, влажности, давления, проскальзывания датчика относительно детали и неидеальных частотных характеристик.

7.1.2. Измерительные схемы с тензорезисторами

При измерениях с помощью тензорезисторов в основном используются мосты сопротивлений (см. пп. 2.2.4). Серийно выпускаемые для этого приборы часто калибруются (градуируются) в единицах удлинения ϵ_1 при чувствительности $S_\epsilon = 2$ и включении датчика в одно плечо моста [11].

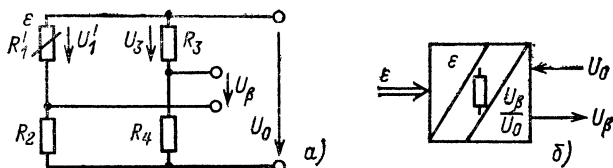


Рис. 95. Мост с одним датчиком для измерения удлинения ε путем регистрации изменения сопротивления $R_1' = R_1 + \Delta R_1$:

a — схема; $б$ — условное обозначение; U_0 — напряжение питания; U_β — выходное напряжение

Напряжение диагонали U_β активного тензодатчика с сопротивлением R_1 в таком мосте (рис. 95, a), изменяющемся при удлинении до величины $R_1' = R_1 + \Delta R_1$, рассчитывается по второму закону Кирхгофа:

$$U_\beta = U_1' - U_3 = \left(\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) U_0. \quad (165)$$

На практике перед измерением мост уравнивается, и $R_3 = (R_1/R_2)R_4$. Тогда

$$U_\beta = \left(\frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) U_0. \quad (166)$$

Приводя к общему знаменателю, получаем:

$$U_\beta = \frac{R_2 \Delta R_1}{(R_1 + R_2)^2 + \Delta R_1 (R_1 + R_2)} U_0, \quad (167)$$

и окончательно выходное напряжение

$$U_\beta = \frac{R_2 \Delta R_1}{(R_1 + R_2)^2 \left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1 + R_2} \right)} U_0. \quad (168)$$

При малых изменениях сопротивления $\Delta R_1 \ll (R_1 + R_2)$ можно приближенно записать

$$U_\beta = \frac{R_2 \Delta R_1}{(R_1 + R_2)^2} U_0. \quad (169)$$

Относительная погрешность линейаризации, обусловленная этим приближением, равна:

$$F_{\text{отн}} = \Delta R_1 / (R_1 + R_2). \quad (170)$$

При одинаковых сопротивлениях моста $R_1 = R_2 = R$ относительное выходное напряжение при датчике

в одном плече моста (см. пп. 2.2.4) равно:

$$\frac{U_{\beta}}{U_0} \approx \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R}. \quad (171)$$

При измерениях удлинения ϵ с помощью такого моста и тензодатчика с чувствительностью $S_{\epsilon} = 2$ возникает выходное напряжение, отнесенное к напряжению питания U :

$$U_{\beta}/U = (\Delta R/R)/4 = S_{\epsilon} \epsilon/4 = 2\epsilon/4 = \epsilon/2. \quad (172)$$

В мосте с включением двух датчиков в соседние плечи выходное напряжение удваивается:

$$U_{\beta}/U = \epsilon. \quad (173)$$

При использовании тензодатчиков с чувствительностью $S_{\epsilon} \neq 2$ показание удлинения ϵ_a необходимо скорректировать. Действительное удлинение

$$\epsilon_d = \epsilon_a \cdot 2/S_{\epsilon}. \quad (174)$$

Влияние числа датчиков. При применении одного активного тензодатчика основой для определения других механических величин служит удлинение в месте установки датчика. Часто это удлинение принимается равным:

$$\epsilon_1 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ м/м}. \quad (175)$$

При чувствительности $S_{\epsilon} = (\Delta R/R)/\epsilon = 2$ относительное изменение сопротивления датчика

$$\Delta R/R = 2 \cdot 10^{-3}. \quad (176)$$

На практике часто используют несколько активных датчиков. В мосте с четырьмя активными датчиками в каждом плече (см. рис. 12, *е*) при одинаковых сопротивлениях $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$ при малых изменениях сопротивлений (т. е. при $\Delta R_i \ll R_i$) в соответствии с (37) приближенно диагональное напряжение моста, отн. ед., равно:

$$U_{\beta}/U_0 = [(\Delta R_1/R_1) - (\Delta R_2/R_2) - (\Delta R_3/R_3) + (\Delta R_4/R_4)]/4. \quad (177)$$

Так как для потребителя удлинение ϵ часто более важный параметр, чем изменение сопротивления, на практике используют чувствительность $S_{\epsilon} = (\Delta R/R)/\epsilon$,

или $\Delta R/R = S_\varepsilon \varepsilon$. При этом выходное напряжение моста

$$U_\beta/U_0 = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) S_\varepsilon/4. \quad (178)$$

Если относительные изменения сопротивлений $\Delta R_i/R_i$ подставить в (177) с учетом их знаков или же ε_i в (178), то получим выходное напряжение моста определенной полярности U_5 (см. рис. 12) или U_β (рис. 95).

При использовании нескольких активных датчиков, установленных на объекте, мост согласно (178) дает увеличенное фиктивное удлинение

$$\varepsilon_\phi = \varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4. \quad (179)$$

Это фиктивное удлинение оказывается больше, чем удлинение, фиксируемое одним датчиком. Степень увеличения характеризуется коэффициентом моста $B = \varepsilon_\phi/\varepsilon_1$.

При заданных чувствительности или выходном напряжении U_β измерительного устройства и номинальном диапазоне измерений удлинения $\varepsilon_m = \varepsilon_\phi$ удлинение, регистрируемое одним датчиком, можно выбрать в B раз меньшим:

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{B} \frac{4}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0}. \quad (180)$$

Расположение датчиков на объекте и распределение их в схеме.

Путем рационального расположения датчиков на объекте и включения их в схему при экспериментальных исследованиях напряжений в объекте (удлинений поверхности деталей машин) или других физических величин путем сложения или вычитания измеряемых величин в мосте, таких как растягивающие и сжимающие усилия, изгиб и кручение, можно добиться компенсации и устранения погрешностей измерений, вызванных влиянием температуры, влажности, давления, ядерным излучением и т.д. При изготовлении одного измерительного устройства применяют до 32 активных и пассивных датчиков. Ниже будут описаны примеры использования тензорезисторов для решения конкретных задач измерений.

При применении нескольких датчиков с мостовыми схемами в соответствии с рис. 12 к (178) применимо следующее правило.

Напряжение диагонали моста получается, если изменение сопротивлений двух соседних датчиков при уд-

линении (R_1 и R_2 ; R_1 и R_3 ; R_3 и R_4 ; R_4 и R_2) разного знака, а диаметрально противоположных датчиков (R_1 и R_4 ; R_2 и R_3) — одного знака. Диагональное напряжение остается равным нулю при одинаковых деформациях двух соседних датчиков с одинаковым знаком или двух противоположных с разными знаками.

Компенсация погрешностей, вызванных изменением температуры в месте установки датчика или сопротивления измерительных проводов. При изменении температуры объекта измерений наряду с механическими перемещениями ε_i возникают погрешности за счет перемещений ε_T , вызванных изменением температуры. При этом в мосте с четырьмя датчиками выходное напряжение

$$\frac{U_\beta}{U_0} = \frac{1}{4} [(\varepsilon + \varepsilon_T)_1 - (-\varepsilon + \varepsilon_T)_2 - (-\varepsilon + \varepsilon_T)_3 + (\varepsilon + \varepsilon_T)_4] S_\varepsilon. \quad (181)$$

Заданная температурная компенсация возникает, если все датчики изготовлены из одинакового материала и имеют одинаковые температуры. Тогда ε_T всех датчиков одинаковы и температурная погрешность исчезает.

В схеме моста на рис. 17, а из-за падений напряжения на сопротивлениях соединительных проводов R_L на сопротивлении моста

$$R_{\text{мост}} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (182)$$

напряжение уменьшается по сравнению с напряжением источника питания:

$$U_{0M} = U_0 R_{\text{мост}} / (R_{\text{мост}} + R_{L1} + R_{L2}). \quad (183)$$

Скорректированное с учетом этого напряжение

$$\frac{U_\beta}{U_0} = \frac{S_\varepsilon}{4} (\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \frac{R_{\text{мост}}}{R_{\text{мост}} + R_{L1} + R_{L2}}. \quad (184)$$

Влияние сопротивлений соединительных проводов R_{L3} и R_{L4} в схеме на рис. 17, а пренебрежимо мало, так как они включены последовательно с большим входным сопротивлением измерительного усилителя или компенсатора. Помехи за счет сопротивлений соединительных проводов устраняются в схемах со многими проводами (см. пп. 3.3.9).

Измерение тензодатчиками, закрепленными на упругом стержне. Для измерений деформаций стержня, жестко закрепленного одним концом (рис. 96, а), используются продольный R_1 и поперечный R_2 датчики. Датчики включаются в схему, как показано на рис. 95, б. Этот

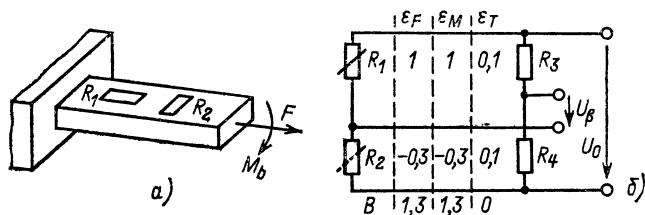


Рис. 96. Измерение растяжения измерительным стержнем:

а — устройство стержня с продольным (R_1) и поперечным (R_2) тензорезисторами; *б* — схема моста с нанесенными номинальными значениями удлинений под действием силы ε_F , изгибающего момента ε_M и температуры ε_T , а также коэффициента моста B (в этом и последующих рисунках за единицу удлинения принята величина 10^{-3} мм/мм)

так называемый измерительный стержень нагружен продольной силой F и изгибающим моментом $M_{из}$, температура переменная.

В табл. 14 приведены основные соотношения для этого случая. Принято, что растягивающая сила положительна ($+F$), сжимающая — отрицательна ($-F$). Нормальное напряжение $\sigma_F = \varepsilon E = F/A$ (где E — модуль упругости; A — поперечное сечение стержня, которое на верхней

Т а б л и ц а 14. Величины, измеряемые с помощью измерительного стержня

Причина, вызывающая появление продольной силы F	Механическое напряжение σ	Эластичное удлинение ε	Изменение сопротивления $\Delta R/R$	Выходное напряжение U_β
Перемещение	Положительно	$+\varepsilon_{F11}$	$+\Delta R_1/R_1$	Положительно
	Положительно	$-\varepsilon_{Fq2} = \varepsilon_{F11}$	$-\Delta R_2/R_2$	
Давление	Отрицательно	$-\varepsilon_{F11}$	$-\Delta R_1/R_1$	Отрицательно

и нижней сторонах стержня имеет тот же знак, что и сила F). Удлинение стержня ϵ_{F1} положительно, сжатие — отрицательно; поперечная деформация $\epsilon_{Fq} = \mp \mu \epsilon_{F1}$ (где μ — коэффициент Пуассона; $\mu \approx 3$); относительное изменение сопротивления $\pm \Delta R/R$, выходное напряжение U_β может быть положительным или отрицательным.

При симметричном поперечном сечении стержня и изгибающем моменте $M_{из}$ возникает напряжение изгиба $\sigma_{из} = M_{из}/W$ (где W — момент сопротивления, которое на верхней и нижней сторонах стержня имеет противоположный знак). Остальные параметры от деформации изгиба $\epsilon_{из}$ до выходного напряжения U_β принципиально не отличаются от параметров для случая воздействия силы F .

Представление о влиянии на деформацию ϵ растягивающей силы F , изгибающего момента $M_{из}$ и температуры T можно получить из рис. 96, б, где на схеме моста нанесены значения деформации. При этом приняты $\epsilon_F = 1 \cdot 10^{-3}$ м/м при воздействии силы, $\epsilon_{из} = 0,3 \cdot 10^{-3}$ м/м при воздействии момента, $\epsilon_T = 0,1 \cdot 10^{-3}$ м/м при изменении температуры на 10°C .

Значения коэффициента моста B на рис. 96, б, определенные при деформации под действием разного рода нагрузок с учетом знака, могут служить для определения возникающего выходного напряжения моста

$$U_\beta = BU_{\beta 1}, \quad (185)$$

где $U_{\beta 1}$ — выходное напряжение моста с включением датчиков в одно плечо.

При $B=0$ на выходе моста нет напряжения, т. е. воздействие деформации на измерительную схему устранено.

На рис. 96, б нанесены значения $B=1,3$; $1,3$ и 0 . Это означает, что при совместном измерении деформации под действием силы и момента влияние температуры устраняется.

Согласно (180) результирующая деформация

$$\epsilon = \epsilon_F + \epsilon_{из} = \frac{1}{1 + \mu} \frac{4}{S_e} \frac{U_\beta}{U_0}. \quad (186)$$

Стержень с двумя тензодатчиками, включенными в соседние плечи моста. На закрепленном одним концом стержне на верхней и нижней сторонах находятся два

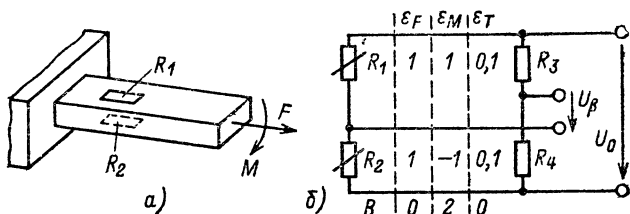


Рис. 97. Измерительный стержень с двумя тензорезисторами R_1 и R_2 (а), включенными в соседние плечи моста (б) для измерения изгибающего момента M

датчика R_1 и R_2 (рис. 97, а), включенные в соседние плечи моста (рис. 97, б). Здесь же, как и на рис. 96, б, нанесены значения ε_F , ε_M и ε_T , а также значения B . Видно, что этим устройством измеряется изгибающий момент M_M , а влияние продольных сил и изменения температуры устранено.

Из (180) получается деформация в месте установки датчиков

$$\varepsilon = \varepsilon_M = \frac{1}{2} \frac{4}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0} = \frac{2}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0}. \quad (187)$$

Деформация кручения будет рассмотрена в § 7.9, посвященном измерению момента вращения.

Пример 10. Требуется определить деформации при нагрузке силой F , изгибающим моментом $M_{из}$ и влиянии температуры стержня с двумя наклеенными на противоположных сторонах датчиками R_1 и R_2 (рис. 98, а), включенными в схему моста согласно рис. 98, б. Из приведенных на рис. 98, б данных по B следует, что устройство измеряет продольную деформацию под действием силы ε_F , влияние деформации изгиба ε_M устранено, однако остается влияние тем-

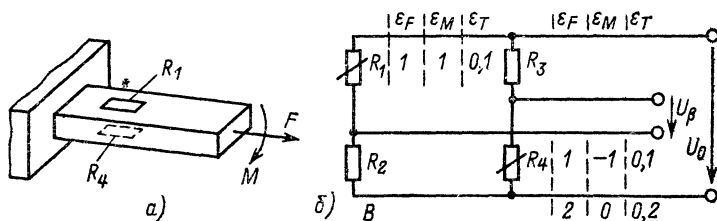


Рис. 98. Измерительный стержень с двумя тензорезисторами R_1 и R_2 (а), включенными в противоположные плечи моста (б)

температурной деформации ε_T . Из (180) деформация

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \frac{4}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0} - \varepsilon_T. \quad (188)$$

Для температурной компенсации необходимо дополнительно включить в схему моста два пассивных или поперечно установленных активных датчика R_2 и R_3 .

Пример 11. Выбрать устройство для измерения изгибающего момента M_M с высокой чувствительностью и рассчитать выходное напряжение моста U_β/U , симметричного в начале измерений с одинаковыми сопротивлениями $R_i=100$ Ом. Датчики имеют чувствительность $S_\varepsilon=2$ и установлены в местах с одинаковой деформацией $\varepsilon_i=1 \cdot 10^{-3}$ м/м.

Решение представлено на рис. 99. Устройство имеет на стержне четыре датчика (рис. 99, а), включенные по схеме на рис. 99, б. Из значений B , показанных на рис. 99, б, следует, что измеряется деформация изгиба ε_M , а влияние ε_F и ε_T устранено. При $B=4$ из (180) получается соотношение

$$\varepsilon = \varepsilon_M = \frac{1}{4} \frac{4}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0} = \frac{1}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0}. \quad (189)$$

Выходное напряжение

$$U_\beta/U = \Delta R/R = S_\varepsilon \varepsilon = 2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \text{ м/м} = 0,002. \quad (190)$$

Таким образом, выходное напряжение составляет 2 мВ на 1 В питающего напряжения.

Допустимое напряжение питания $U_0=2R_1I_{\text{доп}}$, где $I_{\text{доп}}$ — допустимый ток через датчик. Для разных типов датчиков он находится в пределах 10—40 мА (см. табл. 12).

Пример 12. Выбрать устройство для измерения изгибающего момента $M_{из}$ с четырьмя датчиками, включенными в два соседних плеча моста, и рассчитать выходное напряжение U_β/U при одина-

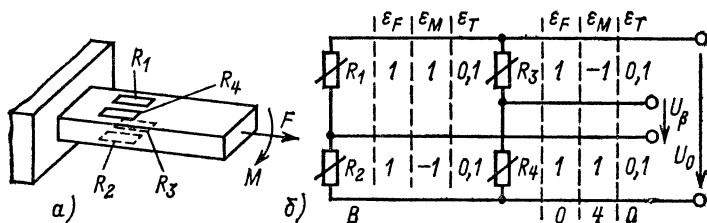


Рис. 99. Измерительный стержень с четырьмя терморезисторами R_1 — R_4 (а), включенными по мостовой схеме (б)

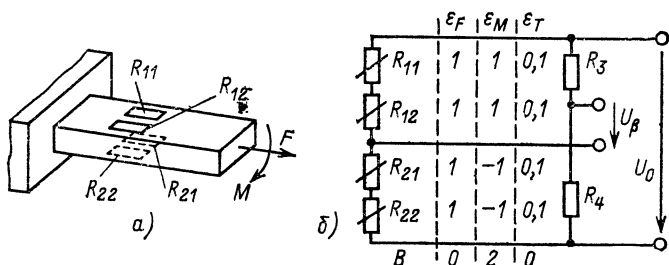


Рис. 100. Измерение изгибающего момента M стержнем с четырьмя тензорезисторами (а), включенными попарно в два соседних плеча моста (б)

ковых сопротивлений $R=100$ Ом, чувствительности датчиков $S_\varepsilon = 2$ и $\varepsilon_l = 1 \cdot 10^{-3}$ м/м.

Пусть два датчика R_{11} и R_{12} закреплены на верхней плоскости стержня, а два датчика R_{21} и R_{22} — на нижней (рис. 100, а). Все датчики включены в левую половину моста (рис. 100, б).

Для этого моста диагональное напряжение рассчитывается с использованием второго закона Кирхгофа (см. пп. 2.2.4): $U_\beta = U'_1 - U_3$. Входное напряжение получается непосредственно из (177):

$$U_\beta / U_0 = [(\Delta R_1 / R_1) - (\Delta R_2 / R_2)] / 4.$$

При подстановке в это уравнение заданных сопротивлений получим

$$\frac{U_\beta}{U_0} = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_{11} + \Delta R_{12}}{R_{11} + R_{12}} - \frac{-\Delta R_{21} - \Delta R_{22}}{R_{21} + R_{22}} \right).$$

При одинаковых сопротивлениях и их изменениях окончательно получим

$$\frac{U_\beta}{U_0} = \frac{1}{4} \left(\frac{2\Delta R}{2R} - \frac{-2\Delta R}{2R} \right) = \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R}. \quad (191)$$

Выходное напряжение для данного примера $U_\beta / U = (1/2) 2 \times 10^{-3}$ м/м = 0,001, т. е. $U_\beta = 1$ мВ на 1 В питающего напряжения.

Рассчитанное по (191) выходное напряжение оказывается равным половине напряжения по сравнению с напряжением моста в примере 11. Для схемы на рис. 100, б $B=2$.

Из (180) получаем

$$\varepsilon = \varepsilon_M = \frac{1}{4} \frac{4}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0} = \frac{2}{S_\varepsilon} \frac{U_\beta}{U_0}. \quad (192)$$

При применении устройства, показанного на рис. 100, для измерения любых физических величин чувствительность, отнесенная к конечному значению измеряемой величины и к 1 В питающего напряжения, составляет 1 мВ. При одинаковых резистивных датчиках допустимое напряжение питания моста $U_0 = 4RI_{доп}$, а для моста с четырьмя датчиками $U_0 = 2RI_{доп}$ при одном и том же выходном напряжении U_{β} .

7.1.3. Индуктивные датчики перемещения

Индуктивные датчики перемещения (рис. 101, а) представляют собой датчики изменения длины с пассивным индуктивным чувствительным элементом при измерении малых перемещений или же с дифференциальным дросселем (см. рис. 22) или дифференциальным трансформатором (см. рис. 23). Датчик с катушками 2 и подвижным сердечником 1 прижимается к объекту измерений контактными измерительными наконечниками.

Индуктивный датчик измеряет удлинение $\epsilon = \Delta l / l_0$ базисного расстояния l_0 , в то время как обычные тензодатчики регистрируют непосредственно удлинение независимо от длины l измерительного элемента. Индуктивные датчики обычно имеют номинальное базисное расстояние между наконечниками l_0 от 5 до 200 мм, максимальное измеряемое удлинение от ± 20 мкм до ± 10 мм, относительное удлинение $\epsilon = 20 \cdot 10^{-3}$ м/м и частотный диапазон от 0 до 1000 Гц.

Индуктивные датчики в отличие от тензодатчиков пригодны для многократного использования на разных объектах, однако они имеют гораздо большую массу и

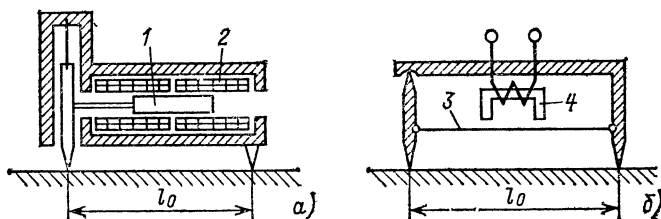


Рис. 101. Датчики удлинения с базовой длиной l_0 :

а — датчик с перемещаемым сердечником 1 и дифференциальным дросселем 2; б — датчик со струной 3, электромагнитом 4 для регистрации частоты колебаний

измеряют изменение длины на поверхности объекта около нескольких миллиметров, что легко может привести к появлению погрешностей измерения.

7.1.4. Струнный датчик

Струнный датчик имеет вибрирующий чувствительный элемент, состоящий из механически колеблющейся системы, например, показанной на рис. 101, б натянутой струны. В этой струне 3 с помощью электромагнита 4 возбуждаются прерывистые или непрерывные поперечные колебания с частотой

$$f_0 = [1/(2l)] \sqrt{E/Q} \sqrt{\Delta l/l}, \quad (193)$$

где E — модуль упругости; Q — плотность материала струны; l — длина струны.

Удлинение $\varepsilon = \Delta l/l$, пропорциональное квадрату собственной частоты колебаний f_0 , определяется путем измерения изменения частоты колебаний с помощью электромагнита и преобразователя типа частота — ток. Диапазон частот собственных колебаний составляет 700—1000 Гц, на кончик действует относительно большая сила (от 40 до 100 Н).

Струнные датчики особенно пригодны для дистанционных длительных измерений в сложных условиях и применяются также для измерений перемещений, угла наклона, силы, момента вращения, давления и температуры. Датчики с прерывисто колеблющейся струной пригодны только для измерений статических величин, а с непрерывно колеблющейся — как для статических, так и для динамических измерений.

Пример 13. Пусть при помощи датчика удлинения измеряются механические напряжения на поверхности детали из стали с модулем упругости $E = 20,6 \cdot 10^4$ Н/мм². Чувствительность измерительной цепи устройства $S_\varepsilon = y_m/\varepsilon_m = 100$ мм/(10^{-3} м/м). Определить поверхностное напряжение σ при отклонении указателя выходного прибора на $y = 75$ мм.

Измеряемое удлинение определим из чувствительности измерительной цепи:

$$\varepsilon = \frac{y}{S_\varepsilon} = \frac{75 \text{ мм}}{100 \text{ мм}/(10^{-3} \text{ м/м})} = 0,75 \cdot 10^{-3} \text{ м/м}.$$

Искомое поверхностное натяжение

$$\sigma = \varepsilon E = 0,75 \cdot 10^{-3} \cdot 20,6 \cdot 10^4 = 154,5 \text{ Н/мм}^2.$$

7.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

В датчике перемещения измеряется расстояние подвижной точки на объекте от неподвижно закрепленной точки, при этом используются как аналоговые, так и цифровые датчики.

Аналоговые датчики для измерения перемещения изготавливаются обычно на основе пассивных резистивных чувствительных элементов, а также индуктивных (рис. 102, *а—г*). Датчики со скачкообразно меняющимся сиг-

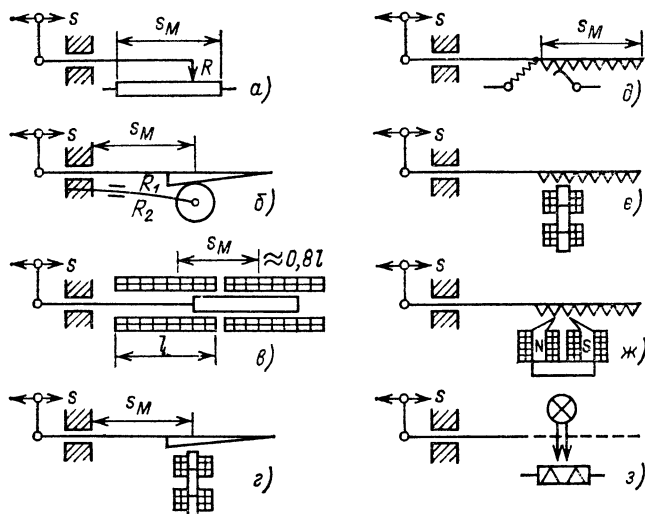


Рис. 102. Устройства для регистрации перемещений s :

а—г — с аналоговыми датчиками; *д—з* — с датчиками со скачкообразно изменяющимися сигналами; *а* — с резистивным датчиком R ; *б* — с тензорезисторами R_1 и R_2 ; *в* — с индуктивным датчиком; *г* — с индуктивным бесконтактным датчиком; *д* — с переключающим элементом; *е* — с индуктивным бесконтактным датчиком; *ж* — с электродинамическим чувствительным элементом (индукционной катушкой или магнитофонной воспроизводящей головкой, расположенной у намагниченного слоя); *з* — с фотоэлектрическим чувствительным элементом

налом для измерения любого перемещения с резистивными, индуктивными, электродинамическими и фотоэлектрическими чувствительными элементами (рис. 102, *д—з*) выдают импульсы, пропорциональные перемещению. В цифровых датчиках используются различные способы кодирования.

7.2.1. Аналоговые датчики перемещения

Потенциометрический датчик с резистивным чувствительным элементом R (рис. 102, а) при правильном выборе схемы измерения сопротивления (см. пп. 2.2.5) дает выходное напряжение, линейно зависящее от пути s . Номинальные измеряемые значения s лежат в пределах от 10 до 1500 мм при $R=10\text{ Ом} \div 50\text{ кОм}$. Максимально достижимое разрешение Q_s при потенциометрах из провода не превышает 0,05 %, а при потенциометрах из проводящих пластмасс оно близко к 0. Наименьшая относительная линейная погрешность $F_{\text{лин}}=0,01\%$. Максимальная допустимая скорость перемещения движка приблизительно равна 0,25 м/с, срок службы — более 30 млн. перемещений движка.

Применяют также датчики перемещения, в качестве чувствительного элемента которых используется пластина из полупроводникового магнитного материала, перемещаемая в постоянном магнитном поле. При этом изменяется ее сопротивление в диапазоне от 100 до 500 Ом прямо пропорционально перемещению. Сопротивление как мера перемещения или другой пропорциональной ему величины может измеряться приборами для измерения сопротивления.

В устройстве с тензорезисторами R_1 и R_2 (рис. 102, б) деформация пластины, на которой закреплены датчики, прямо пропорциональна перемещению s .

В индуктивных датчиках перемещения и изменения расстояния в качестве чувствительных элементов используются дифференциальные дроссели (см. рис. 22, в) или трансформаторы (см. рис. 23) и схемы мостов с включением датчиков в соседние плечи и измерительные усилители с несущей частотой.

Номинальный измеряемый путь s_m серийно выпускаемых датчиков составляет примерно 80 % длины катушки и равен обычно от $\pm 0,5$ до ± 500 мм. Максимальная чувствительность датчиков для конечного измеряемого пути равна $U_\beta=80\text{ мВ}$ на 1 В питающего напряжения. Частотный диапазон измерений составляет от 0 до 1250 Гц.

Комбинированный датчик перемещения (рис. 103) содержит чувствительный элемент — дифференциальный трансформатор $ДТ$, генератор несущей частоты Γ и демодулятор $Д$ в миниатюрном исполнении. Он питается по-

стоянным напряжением $U_0 = 6 \div 24$ В, и при диапазонах измеряемых перемещений от ± 1 до ± 100 мм общая чувствительность S_s составляет $5 \div 0,1$ В/мм.

Бесконтактный индуктивный датчик пути (рис. 102, з) с чувствительным элементом в виде простого дросселя

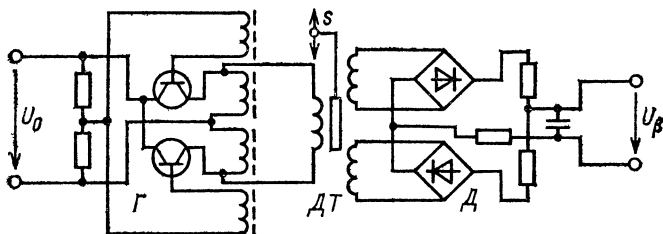


Рис. 103. Комбинированный датчик для измерения пути s :

ДТ — дифференциальный трансформатор; Г — генератор несущей частоты; Д — демодулятор; U_0 — напряжение питания; U_β — выходное напряжение

(см. рис. 22, а), в котором практически отсутствуют силы трения, пригоден для измерения расстояний при любых металлических объектах, кроме магнитных сердечников электромагнитов. При их использовании применяют либо измерительные мосты с несущей частотой, либо более распространенные высокочастотные колебательные схемы. При этом катушка L является элементом колебательного контура (как на схеме рис. 30), колеблющегося, например, с резонансной частотой $f_0 = 4$ МГц. Высокочастотное поле катушки создает в металлическом сердечнике вихревые токи, изменяется добротность колебательного контура, а вместе с этим и потребляемый контуром ток в зависимости от положения сердечника. Кроме того, добротность зависит от материала объекта измерения. Путем подбора электронной согласующей схемы достигается линейная зависимость выходного напряжения от расстояния между катушкой и поверхностью объекта. Измерительная катушка и схема согласования могут быть совмещены конструктивно в датчике.

В зависимости от типа бесконтактных датчиков линейный диапазон измерений расстояния составляет $0,1 \div 1$ мм или $3 \div 30$ мм. Чувствительность при стальной поверхности объекта $S_s = 10$ мВ/мм, частотный диапазон измерений — от 0 до 10 кГц. Эти датчики пригодны при

измерениях перемещений загрязненных маслом или пылью деталей машин и для измерения толщины непроводящих слоев материалов.

7.2.2. Датчики приращения расстояния со скачкообразным изменением сигнала

Принцип действия этих датчиков, служащих для измерения перемещения или угла поворота, заключается в простом подсчете импульсов, поступающих от резистивного, индуктивного или электродинамического чувствительного элемента (см. рис. 102, *г—ж*).

Каждый импульс (квант пути s_Q) связывается с регистрируемым сигналом, и показание счетчика z определяет расстояние $s = s_Q z$. Погрешности измерения любого импульса сказываются на общем результате. Нулевая точка может быть легко установлена вновь, однако измеряемая информация не обладает избыточностью, так как погрешности вызывают уменьшение регистрируемых импульсов по сравнению с действительными.

Синхронно-индуктивный способ измерений с регистрацией перемещений основан на использовании устройства с катушкой, выполненной зигзагообразно проводом на поверхности объекта, и измерении переменного напря-

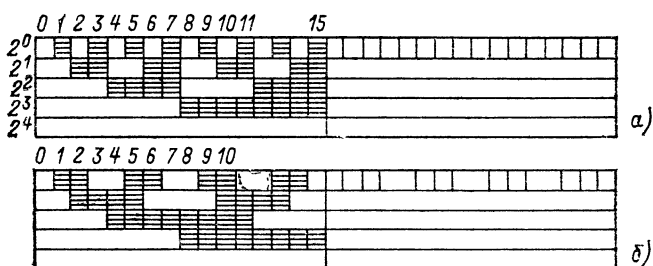


Рис. 104. Кодовые растровые пластины с пятью дорожками для двоичного (а) и одноступенчатого (б) кодирования с отверстиями для прохождения считывающего луча лазера

жения вдоль катушки. На длине 250 мм при шаге катушки 2 мм максимальное разрешение s_Q может достигать 1 мкм.

Датчики перемещения с фотоэлектрическими чувствительными элементами содержат растровую пластинку,

дискретно отражающую или пропускающую свет (рис. 102, з) при ее движении. В устройствах с несколькими дорожками на пластине (рис. 104) результат измерений представляется сразу в цифровой форме.

Истинное перемещение при использовании этого способа может быть найдено, например, с помощью двух фоточувствительных датчиков и логической схемы.

В устройствах для измерения поступательного движения максимальная номинальная длина может достигать 3 м, наименьшая абсолютная погрешность масштаба ± 1 мкм, максимальное абсолютное разрешение 0,5 мкм.

7.2.3. Датчики перемещения с цифровым кодированием

В датчиках перемещения с цифровым кодированием перемещение преобразуется с помощью кодирующей плоской пластины, а изменение угла — с помощью такого же кодирующего диска. Перемещение или поворот фиксируется в этих датчиках непосредственно в виде электрических сигналов в двоичной (рис. 104, а) или десятичной системе (рис. 104, б). Для устранения ошибок используют V-логику с дублированием считывания или одноступенчатые специальные коды.

При использовании способов измерения с кодированием требуются большие затраты на приборы для считывания и обработки, которые могут различить при n дорожках 2^n различных положений. Смещение нуля возможно только путем перемещения датчика. Эти способы используются в основном при очень жестких требованиях к точности, в самолето- и турбиностроении, при обеспечении безопасности полетов летательных и космических аппаратов и в ядерных реакторах.

Наряду с непосредственным измерением поступательных перемещений с помощью системы с линейным масштабом имеются устройства для косвенного измерения с преобразованием во вращательное движение. При этом измеряемое перемещение преобразуется с помощью механических устройств (планка с зубьями или шпиндель с винтовой нарезкой и гайкой) в угол поворота и затем измеряется датчиком поворота (см. § 7.3). Эти устройства используются на производстве в станках с цифровым управлением.

7.2.4. Другие способы измерения перемещений

Датчики перемещения с емкостными чувствительными элементами, включенными в колебательный контур (см. рис. 30), или с дифференциальными конденсаторами и измерительным мостом (см. рис. 29) имеют номинальный диапазон измеряемых перемещений 0—2 мм, наибольшая их погрешность не превышает 1,5 мкм, или же диапазон 0—20 мм при погрешности не более 2 мкм. Разрешение может достигать 0,02 мкм, а рабочий диапазон частот составляет 0—100 кГц.

В лазерных устройствах для измерения расстояний используется регистрация времени распространения света от лазера-излучателя до объекта-отражателя и фото диода-приемника. Режим работы импульсный (несколько сотен лазерных импульсов в секунду). Диапазон измеряемых расстояний составляет, например, от 35 до 5 м, относительная погрешность не более 10^{-4} .

Датчики перемещения могут быть использованы в качестве чувствительных элементов при измерениях многих других величин, которые связаны с изменением расстояния.

7.3. ДАТЧИКИ УГЛА ПОВОРОТА

Способы измерения угла поворота во многом аналогичны измерениям поступательного движения.

7.3.1. Аналоговые датчики угла поворота

Аналоговые датчики угла поворота пригодны для измерений больших углов (до 360° и выше).

В качестве чувствительных элементов в датчиках угла используются резисторы с подвижным контактом, изготовленные из тонкого провода (рис. 105, а) в сочетании со схемой измерения сопротивления (см. пп. 2.2.5, DIN43821).

В пассивных датчиках индуктивного и емкостного типов, а также в активных и пассивных фотоэлектрических датчиках вид характеристики задается фигурной шайбой, выполненной в виде спирали Архимеда, или круглой шайбой, насаженной на ось с эксцентриситетом (рис. 105, б).

Сельсиновые системы (см. пп. 2.3.3) измеряют и пе-

редают на расстояние углы поворота $\alpha \cong 360^\circ$ с малой абсолютной погрешностью $\alpha_F = \pm 0,1^\circ$.

Аналоговые датчики угла при малых значениях измеряемого угла содержат индуктивный пассивный чувствительный элемент — дифференциальный дроссель (рис.

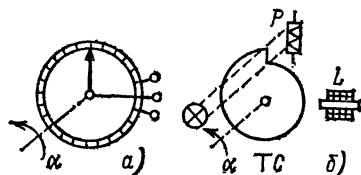


Рис. 105. Аналоговые датчики угла поворота:

a — датчик из микропровода с подвижным контактом; *б* — датчик с фигурной шайбой и индуктивным *L*, емкостным *C* или фотоэлектрическим *P* чувствительными элементами

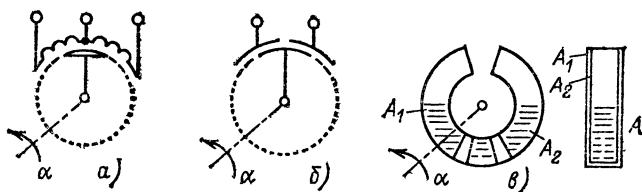


Рис. 106. Аналоговые датчики малых углов поворота с индуктивным (*a*), емкостным (*б*) или электролитическим (*в*) чувствительными элементами

106, *a*) или емкостный пассивный элемент — дифференциальный конденсатор (рис. 106, *б*) или электролитический чувствительный элемент с дифференциальными сопротивлениями, образованными плоскими электродами в устройстве, показанном на рис. 106, *в*. Они измеряют углы не более $\pm 45^\circ$ и служат для передачи на расстояние отклонений стрелок измерительных приборов.

Датчики наклона измеряют очень малые изменения угла относительно вертикали (порядка нескольких градусов).

7.3.2. Цифровые датчики угла поворота

Датчики угла поворота, включая кодирующие (рис. 107 и 108), особенно распространены при измерениях в условиях производства, например в станках с программным и цифровым управлением.

Датчики угла поворота выпускаются серийно в разных исполнениях (рис. 107, *a—в*). Шайба с выступами

(рис. 107, *a*) является чувствительным элементом бесконтактного пассивного индуктивного датчика, содержащего отдельный дроссель L , включенный в высокочастотный колебательный контур или в мост с несущей частотой (см. пп. 2.4.3 и 2.3.5). Они служат для статико-

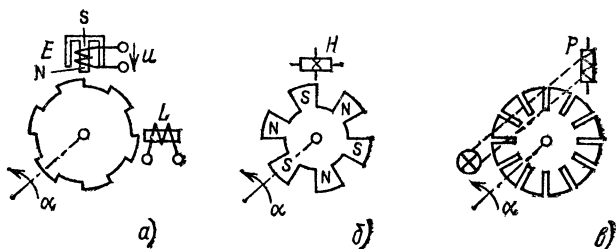


Рис. 107. Датчики угла поворота со ступенчатым изменением сигнала:

a — с зубчатой шайбой и пассивным дросселем L или активной индукционной катушкой E ; *б* — с шайбой с постоянными магнитами и датчиком Холла H ; *в* — с шайбой с прорезями, световым лучом и активным или пассивным фотоэлектрическим чувствительным элементом, например фотодиодом P

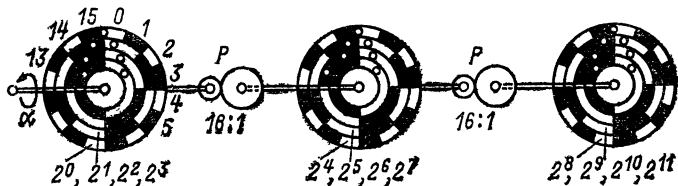


Рис. 108. Устройство для кодирования угла, большего 360° , с кодирующими шайбами, разделенными на 16 частей и редукторами P с передаточным числом $16:1$

динамических измерений угла. Активные датчики с индукционной катушкой E (рис. 107, *a*) служат для динамических измерений в течение длительного времени.

Устройства с диском или барабаном, на котором размещены постоянные магниты (рис. 107, *б*), и датчиком Холла H (см. пп. 4.1.1) или полупроводниковой пластиной, сопротивление которой зависит от индукции магнитного поля, служат для статико-динамических измерений угла.

Датчики с шайбами, имеющими отверстия или щели (или же с барабанами, отражающими свет растром), имеют источники света в виде ламп тлеющего разряда

или диодов из арсенида галлия и чувствительные элементы, например кремниевые диоды или фототранзисторы. При использовании фотоэлектрических датчиков от объекта измерений не потребляется энергии.

Фотоэлектрические датчики угла поворота с двумя сдвинутыми по фазе выходными напряжениями при 5000 делениях (20 000 ступеней на 360°) имеют абсолютное разрешение по углу $\alpha_Q = 360/20\,000 \approx 0,018^\circ = 1,08'$ или же относительное разрешение $Q_\alpha = 0,05$ промилле на 360° .

Кодирующие датчики угла поворота имеют кодирующую круглую шайбу с контактными щетками или же с магнитной или фотоэлектрической измерительной системой. В таких датчиках, например с 10 дорожками, достигается абсолютное разрешение по углу $\alpha_Q = 360/2^{10} = 360/1024 \approx 0,35^\circ \approx 21'$. При 13 дорожках получается абсолютное разрешение $\alpha_Q = 360/8192 \approx 0,0439^\circ \approx 2,64'$. Достижимо максимальное количество ступеней $j = 2^{14}$.

Для увеличения разрешения по углу необходимо повышать количество дорожек на шайбе, закрепленной непосредственно на объекте измерений, или использовать редуктор. Если приводить во вращение кодирующую шайбу через передаточные шестеренки (рис. 108), то можно как угодно расширить диапазон измерений угла поворота. При передаточном числе до 10^5 достигается 10^6 ступеней измерений [15].

7.4. ДАТЧИКИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И УГЛОВОЙ СКОРОСТИ

Число оборотов n (частота вращения по DIN1301) $0-200\text{ с}^{-1}$ ($0-12\,000\text{ мин}^{-1}$), а также медленные колебания частоты вращения можно измерять простым электрическим генератором постоянного или переменного тока (тахометром) при выходном напряжении $U = c\Phi n$ (где Φ — поток возбуждения). Выходное напряжение тахометров обычно не превышает 220 В, мощность — несколько ватт, выходная характеристика линейна.

Тахогенераторы с пластинками с сопротивлениями, зависящими от индукции магнитного поля, включенными в схему моста сопротивлений, расстраиваемого за счет вихревых токов во вращающейся шайбе, пригодны для

измерений частоты вращения и быстрых ее изменений при чувствительности 10 мВ на 1000 мин⁻¹.

Датчики с цифровым кодированием (см. § 7.3) часто используются для измерения частоты вращения, при этом в датчики встраиваются электронные схемы для того, чтобы на выходе получить результат в цифровой или аналоговой форме.

Датчики частоты вращения с зубчатыми шайбами и бесконтактной индукционной катушкой или простым дросселем в качестве чувствительного элемента обычно имеют число зубьев $p=1; 6; 60; 180; 200; 250$ и 600. Для наименьшей частоты импульсов 10 Гц, когда еще не за-

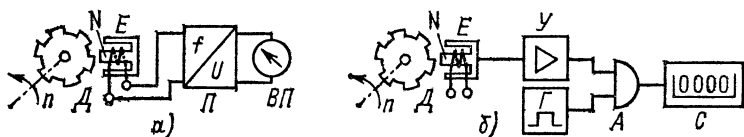


Рис. 109. Принципиальные схемы устройства для ступенчатого измерения частоты вращения:

а — частотно-аналоговое измерение; *б* — цифровое измерение; *Е* — электродинамическая индукционная катушка; *П* — преобразователь частоты в напряжение; *ВП* — выходной прибор; *У* — усилитель; *Г* — импульсный генератор для установки времени измерения; *А* — схема совпадений; *С* — счетчик

метны колебания стрелки измерительного прибора, получается для нижнего предела измерений частоты вращения число зубьев не менее $p=600/n_{min}$, где n_{min} — частота вращения, 1/мин. Верхняя граница измеряемых частот f_{max} для схемы на рис. 109, *а* определяется наибольшим измеряемым значением частоты вращения n_{max} , Гц:

$$f_{max} = pn_{max}/60, \text{ Гц.}$$

Схема для измерения частоты вращения, показанная на рис. 109, *б*, при $p=60$ и времени измерения 1 с дает на выходе (на счетчике) непосредственно частоту вращения. Погрешность счетчика принципиально может составлять ± 1 (см. § 6.3).

Разность частоты вращения или проскальзывание, может быть измерена, например, двумя датчиками вращения и электрической дифференцирующей схемой или схемой, дающей отношение двух величин, или же универсальным электронным счетчиком.

Угловая частота $\omega = d\alpha/dt$ может быть определена в стационарном или динамическом режиме, например, путем регистрации частоты следования импульсов цифрового датчика (см. пп. 7.3.2). Для измерения быстро изменяющейся угловой частоты применяют обычные тахогенераторы или тахогенераторы с пластинками, сопротивление которых зависит от индукции поля, обладающие линейной характеристикой (см. пп. 2.5.3).

7.5. ИЗМЕРЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ

Относительные колебания измеряют датчиками перемещения (см. § 7.2). При этом регистрируется смещение двух определенных точек. При датчиках с пружинящими опорными штифтами, закрепленными на их корпусе, необходимо иметь в виду, что при некоторой критической частоте пружины штифтов не успевают занимать свое положение.

Абсолютные колебания измеряются системой с продольными колебаниями, причем определяются колебания

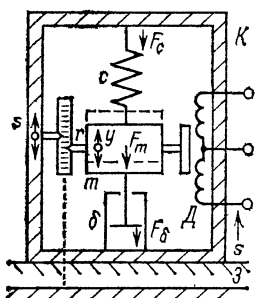


Рис. 110. Сейсмический датчик продольных колебаний;

m — масса; δ — коэффициент затухания; c — постоянная пружины; F — силы; s — размах колебаний корпуса K ; y — размах колебаний массы m относительно корпуса K ; D — датчик перемещения; Z — поверхность земли

тела относительно поверхности земли. С помощью этих сейсмических датчиков можно исследовать линейные колебательные перемещения, скорости, ускорения, например, деталей машин, зданий, объектов,двигающихся по поверхности земли или воды, космических аппаратов без использования опорной точки (DIN45661).

Устройство и принцип действия датчиков продольных колебаний. В датчике, показанном на рис. 110, внутри корпуса находится масса m , обладающая степенью свободы, в продольном направлении. Масса закреплена на пружине с постоянной c . Имеется также демпферная система с коэффициентом демпфирования δ [3].

Жестко связанный с объектом измерений корпус датчика перемещается в пространстве вместе с объектом. Если корпус движется с ускорением $a = d^2s/dt^2$ (здесь s — расстояние), возникающая сила передается пружинной массе m , и вследствие ее инерционности возникает перемещение массы в пространстве $y(t)$, отличное от перемещения объекта. Между корпусом и колеблющейся массой m возникает перемещение $r = -(s - y) = y - s$, которое и измеряется, например, с помощью индуктивного датчика перемещения W . Перемещение в пространстве

$$y = r + s. \quad (194)$$

Связь между относительным перемещением r массы и ускорением корпуса $a = d^2s/dt^2$ может быть определена из условия равенства нулю суммы всех сил $\Sigma F = 0$. В результате получается уравнение колебаний механической системы с продольными колебаниями:

$$m \frac{d^2(r + s)}{dt^2} + \delta \frac{dr}{dt} + cr = 0, \quad (195)$$

где первый член — сила, действующая на массу; второй — демпфирующая сила, пропорциональная скорости; третий — сила пружины.

Уравнение (195) представляет собой линейное неоднородное дифференциальное уравнение второго порядка с постоянными коэффициентами. После введения круговой частоты собственных колебаний $\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{c/m}$ и степени демпфирования $D = \delta / (2 \sqrt{mc}) = \delta / (2m\omega_0)$ получим:

$$\frac{d^2r}{dt^2} + 2D\omega_0 \frac{dr}{dt} + \omega_0^2 r = - \frac{d^2s}{dt^2} = -a. \quad (196)$$

Отсюда можно получить при различных c , m и D три различных вида поведения колебательной системы.

Система с острой настройкой для измерения ускорений. Если система имеет жесткую пружину (c велико), малую массу (ω_0 высока) и малое затухание D , то из (196) приближенно получается

$$a \approx -\omega_0^2 r. \quad (197)$$

С помощью такой колебательной системы при большой собственной частоте ω_0 можно измерять смещение r массы m относительно корпуса с помощью датчика пе-

ремещения, ускорение корпуса $a = d^2s/dt^2$. После подстановки $\omega_0^2 = c/m$ получим зависимость ускорения от силы пружины F_c :

$$a \approx -cr/m = F_c/m. \quad (198)$$

Отсюда видно, что ускорение a можно определять путем измерения силы пружины F_c с помощью датчика силы.

Сильно демпфированная система для измерения скорости. Если система имеет мягкую пружину (c мало), маленькую массу (ω_0 велика) и высокую степень демпфирования D , то из (196) приближенно получается $d^2s/dt^2 \approx -2D\omega_0 dr/dt$. После интегрирования получаем скорость

$$ds/dt = v \approx -2D\omega_0 r. \quad (199)$$

Такая сильно демпфированная система чувствительна к скорости, и, регистрируя относительное смещение r , можно измерять скорость v .

Система со слабой настройкой для измерения перемещения. Если колебательная система имеет мягкую пружину (c мало), большую массу (ω_0 очень мала) и небольшое затухание D , то член d^2r/dt^2 в (196) больше остальных, и приближенно $d^2s/dt^2 \approx d^2r/dt^2$. После двукратного интегрирования получим

$$s \approx -r. \quad (200)$$

Колебательной системой с малой частотой собственных колебаний ω_0 путем определения с помощью датчика перемещения относительного смещения r можно измерять расстояние s . При этом большая масса практически остается на одном и том же месте и образует искусственную точку опоры.

Амплитудные частотные характеристики. При синусоидальном движении корпуса $s(t) = S \sin \omega t$ и смещенном на угол φ относительном перемещении $r(t) = R \sin(\omega t - \varphi)$ из решения дифференциального уравнения колебательной системы получаем связь между амплитудой относительного движения R и амплитудой ускорения корпуса A

$$R = A / [\omega_0^2 \sqrt{(1 - \eta^2)^2 + (2D\eta)^2}], \quad (201)$$

где η — частота, отн. ед. ($\eta = \omega/\omega_0$).

Угол фазового сдвига

$$\varphi = \arctg [2D\eta/(1 - \eta^2)]. \quad (202)$$

Для наглядности полученный результат представлен на рис. 111 в виде амплитудно-частотной характеристики. На нем показаны зависимости коэффициента $A_a = R/(A/\omega_0^2)$, характеризующего ускорение a колебаний датчика, скорость колебаний $A_v = A_a\eta$ и размах колебаний $A_s = A_v\eta$ при различных затуханиях.

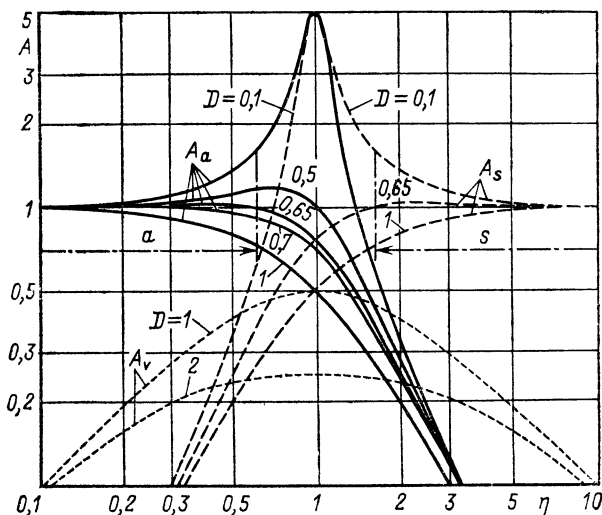


Рис. 111. Амплитудно-частотные характеристики датчиков:

A_a — коэффициент ускорения; A_v — коэффициент скорости; A_s — коэффициент амплитуды колебаний; η — нормированная круговая частота; D — коэффициент затухания; a и s — рабочие диапазоны датчика ускорения и датчика размаха колебаний соответственно

Датчики колебаний, чувствительные к ускорению и перемещению, при погрешности не более $\pm 1,5\%$ истинного значения имеют наибольший рабочий диапазон частотной характеристики при $D=0,65$. При этих затухании и погрешности можно применять датчики ускорения до частот $f_M \leq 0,62 f_0$, отмеченных на рис. 111 стрелкой a , а датчики перемещения при частотах $f_M \geq 1,65 f_0$, показанных стрелкой s .

Амплитудная характеристика A_v колебательной системы, чувствительной к скорости перемещения и рабо-

тающей при $\omega_m \approx \omega_0$ только при очень большом затухании D , имеет сильную зависимость от затухания D , и поэтому такие системы малоприспособны для практического использования.

При применении датчиков колебаний необходимо считаться с тем, что имеется фазовый угол φ в (202) и запаздывание перемещения массы относительно перемещения корпуса на время $t = \varphi/\omega$.

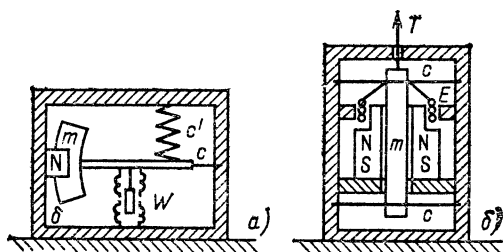


Рис. 112. Вибродатчики для регистрации амплитуды (а) и скоростей при вибрации (б):

m — масса; c — постоянная пружины; δ — коэффициент затухания; W — пассивный индуктивный чувствительный элемент относительного перемещения; c' — пружина, компенсирующая силу земного притяжения; N, S — постоянные магниты; E — активный электродинамический чувствительный элемент

Конструкции вибродатчиков. На рис. 112, а показана принципиальная конструкция системы с малой частотой собственных колебаний со встроенным элементом W , чувствительным к перемещению, со следующими типичными параметрами:

Общая масса устройства m_g , кг	1—2
Масса элемента m , г	20—500
Частота собственных колебаний f_0 , Гц	0,5—10
Диапазон рабочих частот f_0 , кГц	1,65—1
Максимальное перемещение, мм	$\pm 25 \div \pm 1$
Чувствительность, мВ*	50

* На 1 В питающего напряжения при измерении предельного перемещения

Датчик для измерения скорости при вибрации представлен на рис. 112, б. Он содержит активный электродинамический индукционный чувствительный элемент E , выдающий напряжение, пропорциональное скорости (см. § 2.5). Этим устройством с помощью измерительного штифта T можно также измерять относительную скорость при вибрации низкой частоты.

Характеристики колебательной системы такие же, как и в вибродатчике. Чувствительность обычно не превышает 1 В/(см·с). В качестве масштаба оценки силы вибраций в машинах используется эффективное значение скорости (VDI2065), наблюдаемой при вибрации.

Датчики ускорения. Датчики ускорения выпускаются серийно в разнообразном исполнении и предназначены для измерения ускорений от $10^{-6}g$ (здесь g — ускорение

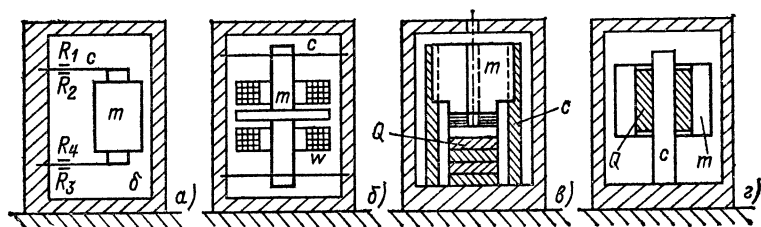


Рис. 113. Датчики ускорения:

а — с тензорезисторами R_1 — R_4 или с высокочувствительными пьезорезистивными пассивными чувствительными элементами (m — масса; c и δ — постоянная пружины и ее коэффициент затухания); *б* — с пассивным индуктивным чувствительным к перемещению элементом w ; *в* — с активным пьезоэлектрическим чувствительным к сжимающей силе элементом Q ; *г* — с активным пьезоэлектрическим чувствительным к силам сдвига элементом Q

земного притяжения, $g=9,80665$ м/с²) в инерциальных системах управления, в транспортных устройствах и машинах и до ускорений примерно 10^5g при взрывах.

Датчики ускорения содержат систему с продольными колебаниями (рис. 110) с высокой частотой собственных колебаний, снабженную демпферным объемом, заполненным силиконовым маслом. В качестве чувствительного элемента в них используются либо резистивные или пассивные индуктивные датчики перемещения (рис. 113, *а*, *б*), либо активные пьезоэлектрические датчики силы (рис. 113, *в*, *г*), описанные выше.

Типичные характеристики датчиков следующие:

Пределы измерений ускорения, м/с ²	10 ⁻⁵ —10 ⁶
Общая масса датчика m_g , г	50—0,2
Частота собственных колебаний f_0 , кГц	0,015—100
Диапазон измеряемых частот, Гц, при чувствительном элементе:	
резистивном	>0
пьезоэлектрическом	0,1—0,62 f_0
Диапазон рабочих температур, °C	—75 ÷ +400

Чувствительность* **, мВ, при чувствительном элементе:

резистивном	1—50
индуктивном	0,1—1
Выходное напряжение (при активных пьезоэлектрических чувствительных элементах при заряде от 5 до 50 нКл), В	5

* $S_a = U_B / a_M$.

** На 1 В питающего напряжения.

С помощью интегрирующих и дифференцирующих схем (см. пп. 4.1.3) можно преобразовать измеряемый путь s в ускорение a или скорость v и наоборот, а также в импульс da/dt (производную ускорения по времени). На практике предпочтительно использовать интегрирование, так как при этом подавляются высокочастотные помехи.

7.6. ДАТЧИКИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ, УГЛОВОГО УСКОРЕНИЯ

Для измерений абсолютного угла α поворота, угловой скорости ω и ускорения $d\omega/dt$ применяют механические колебательные системы, обладающие такими же

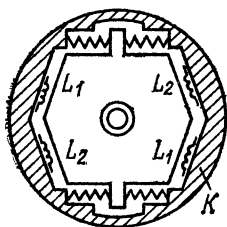


Рис. 114. Датчик колебаний частоты вращения:

L_1 , L_2 — дифференциальные дроссели; K — корпус

свойствами, что и описанные в § 7.5. Они используются в сочетании с электрическими интегрирующими или дифференцирующими схемами [12].

Датчик для измерения угла поворота, показанный на рис. 114, содержит слабо настроенную колебательную систему и предназначен для измерения угла в пределах $\pm (2—5)^\circ$. Частота собственных колебаний лежит в пределах 3—5 Гц, измеряемые частоты составляют от 10 Гц до 2 кГц. Чувствительность при использовании пассив-

ных индуктивных дифференциальных дросселей L_1 и L_2 в качестве датчиков составляет ~ 50 мВ на 1 В питающего напряжения. При использовании емкостных чувствительных элементов изменение их емкости достигает 0,5 пФ.

Датчик углового ускорения имеет колебательную систему с острой настройкой с пределами измерений $d\omega/dt = 10$ рад/с² ÷ 100 рад/с²; частота собственных колебаний $f_0 = 50$ ÷ 500 Гц; измеряемые частоты от 0 Гц до $0,62 f_0$. Чувствительность на границе диапазона измерения ускорения составляет приблизительно 3 мВ на 1 В питающего напряжения.

7.7. ИЗМЕРЕНИЕ СИЛЫ

Силы измеряются путем регистрации деформации (изгиба или изменения линейного размера) измерительных пружинных элементов. На рис. 115 представлены важнейшие виды датчиков для измерения сил [13].

Деформация в датчиках силы измеряется пассивными проволоочными потенциометрами, тензодатчиками, колеблющимися струнами, индуктивными и емкостными чувствительными элементами или же активными пьезо-

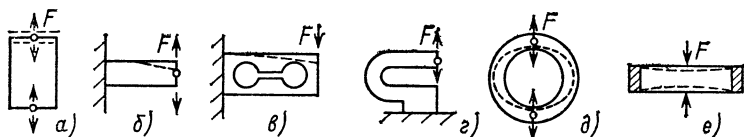


Рис. 115. Пружинные измерительные элементы для датчиков силы F : а — полый или сплошной цилиндр; б — изгибающийся стержень, закрепленный одним концом; в — двойной изгибающийся стержень, закрепленный одним концом; г — пружинящая скоба; д — кольцевая пружина; е — двойная мембрана

датчиками. На рис. 116 приведены примеры выполнения датчиков растягивающих и сжимающих сил с разными принципами работы чувствительных элементов.

Датчики силы с тензорезисторами R_1 — R_4 (пассивными резистивными чувствительными элементами) (рис. 116, а—в), содержат дополнительные компенсационные и подстроечные резисторы, необходимые для установки нулевой точки и постоянства чувствительности мостовой схемы, а также для обеспечения линейности и достиже-

ния номинальных значений сопротивлений. Общее число резисторов может достигать, например, 19.

Датчики силы с пассивными индуктивными чувствительными элементами, например с дифференциальными дросселями (рис. 116, *з*), имеют обычно перемещение

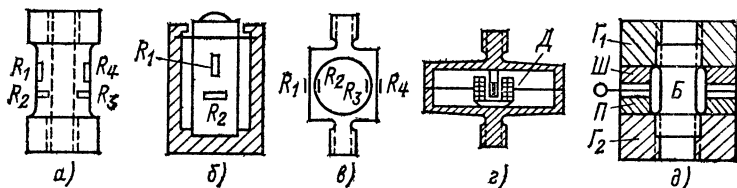


Рис. 116. Датчики силы:

а — датчик перемещения и силы с полым цилиндром и тензорезисторами R_1 — R_4 ; *б* — датчик давления и силы с полым цилиндром и тензорезисторами R_1 , R_2 ; *в* — кольцевой датчик с тензорезисторами R_1 — R_4 ; *г* — датчик для измерения перемещения и силы с двойной мембраной и дифференциальным дросселем D ; *д* — датчик для измерения перемещения и силы со сжимающим болтом B , шайбами $Ш$ и пьезоэлектрическими чувствительными элементами $П$, зажатými гайками $Г_1$ и $Г_2$

$s_M = 0,1 \div 0,3$ мм. Пьезоэлектрический датчик растягивающих и сжимающих сил (рис. 116, *д*) содержит измерительную шайбу с двумя встречно включенными пьезоэлектрическими шайбами $Ш$ и $П$ (см. § 2.6), зажатými гайками $Г_1$ и $Г_2$, накрученными на болт B . Растяжение измеряется при уменьшении силы сжатия шайб. Измерительная шайба может быть также применена и в датчиках, предназначенных для измерения силы сжатия или в других устройствах измерения силы.

Датчики растягивающих и сжимающих сил с магнитомягким чувствительным элементом, магнитная проницаемость материала которого изменяется при механическом нагружении, обладают сравнительно большой нелинейностью (до $\pm 1,5\%$).

Датчики силы с пределами измерений от 50 мН до 200 кН, используемые в устройствах для измерения растягивающих и сжимающих сил, а также датчики давления с пределом измерения до 20 мН должны встраиваться в конструкцию объекта измерения, при этом датчик, например, с 1000 Н/м может изменить жесткость и частотные характеристики деталей конструкции. В данном случае можно без вмешательства в конструкцию измерять силы, регистрируя упругие деформации деталей тензодатчиками. Датчики силы изготавливаются

серийно со встроенными измерительными усилителями. Частоты собственных колебаний датчиков составляют 1—100 кГц, частотный диапазон пассивных датчиков 0—5 кГц, а активных от 2 до 80 кГц.

Номинальная чувствительность выполненных в виде потенциометров датчиков силы, отнесенная к пределу измерений (для пассивных датчиков — на 1 В напряжения питания), составляет 5 мВ/В для полупроводниковых датчиков — 100 мВ/В, пассивных индуктивных датчиков — от 1 до 80 мВ/В и активных пьезоэлектрических — не более 100 нКл, или 50 пКл/Н.

Прецизионные датчики силы имеют класс точности 0,1—0,05 %. Крупнейшие нормальные калибровочные устройства для тарировки средств измерения силы в настоящее время имеют максимальную нагрузку 16,5 МН при относительной погрешности ее определения $10^{-2} \% = 10^{-4}$.

7.8. ИЗМЕРЕНИЕ ДАВЛЕНИЯ ГАЗА И ЖИДКОСТИ

В датчиках абсолютного или избыточного давления жидкости или газа фиксируется прогиб или эластичное расширение измерительной мембраны или пустотелого цилиндра. Датчик дифференциального давления, например, при измерениях скоростей потоков имеет на обеих сторонах измерительной мембраны закрытые камеры давления.

Серийно выпускаемые мембранные датчики давления имеют разнообразные чувствительные элементы, такие как пассивные потенциометры (тензорезисторы, проволочные растягивающиеся датчики, пьезорезистивные устройства, см. пп. 7.1.1), индуктивные (дифференциальные дроссели и трансформаторы, см. § 2.3), емкостные (см. § 2.4), с колеблющейся струной (см. пп. 7.1.4), активные пьезоэлектрические элементы (см. § 2.6), а также системы с компенсацией сил (см. пп. 3.2.3) с характерными для этих элементов чувствительностями.

Мембранный датчик абсолютного давления, показанный на рис. 117, а, имеет четыре пьезорезистивных чувствительных элемента в виде кремниевых мембран с p -проводимостью, включенные в схему моста. Измеряемое давление передается от измерительной мембраны через масло к кремниевым мембранам.

Мембранный датчик избыточного давления с активным поперечным пьезоэлектрическим чувствительным элементом, например в виде трех кварцевых стержней, поджатых гильзой Γ (рис. 117, б) с поперечным пьезоэффектом, выдает отрицательный заряд, что позволяет измерять не только избыточные давления, но и разрежения.

Датчики для измерения разности давлений P_1 и P_2 (рис. 117, в, г) содержат либо простую, либо двойную

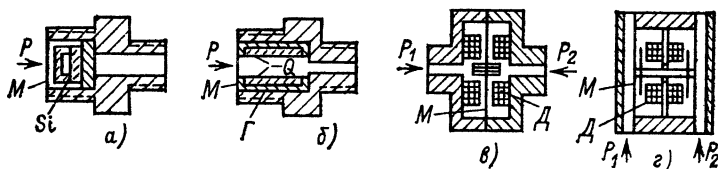


Рис. 117. Мембранные датчики для измерения давления газов и жидкостей:

а — датчик абсолютного давления с пьезорезистивным кремниевым чувствительным элементом Si; б — датчик избыточного давления с кварцевым чувствительным элементом Q с поперечным пьезоэффектом, помещенным в предварительно напряженной гильзе Γ ; в — датчик разности давлений с дифференциальным дросселем Д с продольным сердечником; г — датчик разности давлений с двойной мембраной и индуктивным дифференциальным дросселем Д с поперечным сердечником; P — давление; M — мембраны

мембрану с дифференциальными дросселями с продольным или поперечным сердечником в качестве индуктивного чувствительного элемента. Они измеряют $P = P_1 - P_2$.

Диапазон измерений давлений датчиками избыточного давления составляет от 0,2 кПа до 750 МПа. Частоты собственных колебаний находятся в пределах 100 Гц—800 кГц, измеряемые частоты не выше 350 кГц, допустимые температуры — от -200 до $+350$ °С, а при водяном охлаждении — до 1800 °С. Изменение емкости пьезокерамических датчиков составляет не более 1—20 пФ в конце диапазона измерений.

Транзисторы, используемые для измерения давлений в диапазоне от 1 кПа до 0,1 МПа, имеют близкую к линейной зависимость напряжения между коллектором и эмиттером от измеряемого давления.

Для измерения вакуума используют специальные методы измерения абсолютного давления с чрезвычайно низким пределом измерений (от 100 до 10^{-10} Па).

7.9. ИЗМЕРЕНИЕ МОМЕНТА ВРАЩЕНИЯ И МОЩНОСТИ

Момент вращения измеряется чаще всего путем регистрации продольной деформации поверхности валов машин в результате кручения или с помощью специальных торсионных измерительных валов с нанесенными на них тензодатчиками, а также определения угла закручивания двух соседних поперечных сечений вала.

Из теории прочности можно записать деформацию при кручении полого цилиндра

$$\varepsilon = 8Md_1 \sin(2\alpha) / [\pi(d_1^4 - d_2^4)G], \quad (203)$$

где d_1 и d_2 — наружный и внутренний диаметры цилиндра соответственно; $G = 0,385 E$ — модуль сдвига; E — модуль упругости (для стали $E = 20,6 \cdot 10^4$ Н/мм²); M — момент вращения; α — угол между направлением оси цилиндра и наблюдаемой деформацией.

Деформация максимальна при $\alpha = 45^\circ$, когда $\sin 2\alpha = \sin 90^\circ = 1$.

В датчиках момента на измерительный вал (рис. 118, а) наносятся четыре тензорезистора R_1 — R_4 для измерения деформации в соответствии с (203), включаемые в схему моста (рис. 118, б). Напряжение питания U_0 и измеряемое напряжение U_β подводятся либо с помощью контактных колец, либо бесконтактным способом.

При бесконтактных цифро-аналоговых способах измерения момента с частотной модуляцией используют

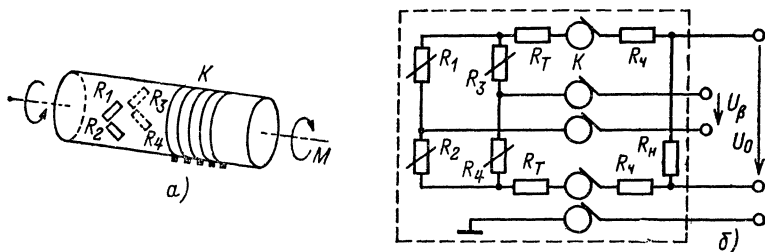


Рис. 118. Датчик момента вращения с тензорезисторами R_1 — R_4 и токосъемными кольцами K , закрепленными на вращающемся валу (а), и его электрическая схема (б):

R_T — термокомпенсирующие резисторы; R_χ — резистор для регулировки чувствительности; R_H — резистор для корректировки номинального сопротивления

нал которого представляет собой напряжение ± 1 или ± 10 В, либо ток до ± 20 мА с частотой, например, $f_M = 1600$ Гц. Если в эту схему дополнительно включить передатчик и приемник, получается измерительное устройство с дистанционным измерением и беспроводной передачей сигнала на расстояние от 1 до 100 см (см. пп. 3.6.3).

Датчики моментов вращения имеют диапазоны измерений от 10 Н·м до 50 кН·м, частоты собственных колебаний не выше 8 кГц и диапазон измеряемых частот 0—2 кГц. Их чувствительность составляет 1—100 мВ при предельном измеряемом моменте на 1 В питающего напряжения.

Если одновременно необходимо измерить частоту вращения, то устройство на рис. 119 дополняется датчиком частоты вращения, например, зубчатой шайбой и активным электродинамическим индукционным чувствительным элементом (см. пп. 7.3.2), который дает 30 импульсов на один оборот, сдвинутых друг относительно друга на $\pi/2$.

Для определения мощности $P = M\omega$ в устройстве на рис. 119 момент вращения M и частота вращения n или же угловая скорость $\omega = \pi n/30$, преобразованные в электрические токи или напряжения $u_M \sim M$ и $u_\omega \sim \omega$, подводятся к электронному умножителю ЭУ.

Простым устройством для измерения мощности является мост с датчиком момента (рис. 118, б), который питается напряжением, пропорциональным угловой скорости. В этом случае выходное напряжение пропорционально механической мощности P :

$$u_p = (\Delta R/R) U_0 \sim M\omega = P. \quad (204)$$

Измерительное устройство мощности на валу машин часто калибруется приложением статического момента и питающего напряжения, пропорционального частоте вращения.

7.10. ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕНИ

Единицы времени. Основной единицей времени является секунда, определяемая как длительность 91 92 631 собственных колебаний невозмущенного атома цезия-133, вызванных переходами между 4-м и 3-м уровнями гипертонкой структуры атома.

При электронном измерении времени используют кварцевые и атомные часы. В миниатюрных кварцевых часах (см. рис. 120) с питанием от батареи и электронным указателем осциллятор содержит кристалл кварца, например, в виде изгибающегося стержня, колеблющегося с нормальной частотой $f_n = 2^{15}$ Гц = 32 768 Гц. Эта частота делителем частоты снижается до значения 64 Гц, необходимого для управления приводным меха-

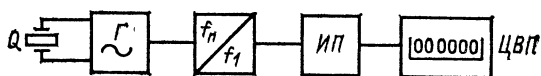


Рис. 120. Принципиальная схема кварцевых часов:

Q — кристалл кварца; Γ — генератор нормальной частоты; f_n/f_1 — делитель частоты; $ИП$ — формирователь импульсов и предоконечный каскад; $ЦВП$ — цифровой выходной прибор

низмом. В процессе управления происходит дальнейшее снижение частоты до значения 1 Гц, которое и регистрируется цифровым (чаще всего семидекадным) счетчиком со светодиодами или жидкими кристаллами.

В кварцевых больших часах используется нормальная частота $f_n = 2^{22} = 4,194304$ МГц, которая преобразуется делителем в частоту 1 Гц.

Для управления работой нормальных часов физикотехническая служба в городе Брауншвейг передает в длинноволновом диапазоне на частоте 77,5 кГц сигналы времени в кодированном виде с относительной погрешностью 10^{-13} .

Интервалы времени t_x между замыканиями контактов, длительность периода колебаний или длительность импульса могут быть измерены электронными универсальными счетчиками. Принципиальная схема устройства для измерения интервалов времени с регистрацией числа импульсов нормальной частоты f_n в течение измеряемого интервала t_x представлена на рис. 121. В ней

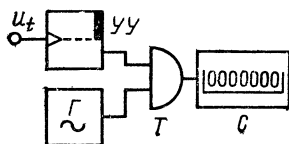


Рис. 121. Принципиальная схема измерителя интервалов времени:

u_t — сигнал с измеряемым временем t_x ; $УУ$ — устройство управления; Γ — генератор нормальной частоты; T — схема управления; C — счетчик

через ключевой элемент T проходят импульсы к счетчику C от генератора G нормальной частоты f_n в течение измеряемого времени, задаваемого устройством управления $УУ$. Измеряемое время $t_x = z/f_n$ (здесь z — показания счетчика) регистрируется в реальном масштабе. При нормальной частоте $f_n = 10^6$ Гц и показаниях счетчика, например, $z = 7\,654\,321$ измеряемое время $t_x = 7\,654\,321/10^6 = 7,654321$ с.

Относительное разрешение во времени $Q_t = 1/z = 1/(t_x f_n)$ выше при большей базисной частоте f_n . На практике базисная частота часто составляет 1 или 10 МГц.

Пример 14. Сравнить относительную погрешность F_t и относительное разрешение Q_t различных устройств для измерения времени, приведенных в табл. 15.

Т а б л и ц а 15. Погрешности измерений и разрешения различных устройств для измерения времени

Устройство	Измеряемый интервал времени t_M , с (лет)	Погрешность		Разрешение		Отношение F_t/Q_t
		абсолютная t_F , с	относительная F_t	абсолютное t_Q , с	относительное Q_t	
Часы наручные	86 400	8,64	10^{-4}	1	10^{-5}	10
Секундомер	100	10^{-2}	10^{-4}	0,01	10^{-4}	1
Секундомер	10	10^{-3}	10^{-4}	0,01	10^{-3}	0,1
Кварцевые часы	(300)	1	10^{-10}	—	—	—
Цезиевые часы	(30 000)	1	10^{-12}	—	—	—
Часы с водородным и кварцевым генератором	(300 000)	1	10^{-13}	—	—	—

Для наручных механических часов с относительной погрешностью $F_t = t_F/t_M = 10^{-4}$ и абсолютным разрешением $Q_t = 1$ с в течение суток ($t_M = 86\,400$ с) получается соотношение относительных погрешности F_t и разрешения Q_t ($Q_t = t_Q/t_M \approx 10^{-5}$) приблизительно 1:10. При такой большой относительной погрешности по сравнению с относительным разрешением абсолютная погрешность измерения времени $t_F = 10$ с, и способ измерения времени с помощью наручных механических часов может оказаться неприемлемым.

В табл. 15 для секундомера с относительной погрешностью $F_t = 10^{-4}$ и абсолютным разрешением $t_Q = 0,1$ с приведены два ин-

тервала времени t_m . При $t_m=100$ с $F_t=Q_t$. Это означает, что секундомер малоприменим для точных измерений, например для регистрации рекордов. Он может использоваться для сравнительных измерений. При интервалах $t_m=10$ с получается $F_t=0,1 Q_t$, и секундомер оказывается пригодным и для точных измерений.

Из табл. 15 видно, что соотношение $F_t > Q_t$ неблагоприятно при измерениях, $F_t \approx Q_t$ допустимо, $F_t < Q_t$ благоприятно.

Для очень точных часов в табл. 15 приведены три измеряемых интервала времени t_m . Абсолютная погрешность атомных часов с изотопом цезия-133 при относительной погрешности $F_t=10^{-12}$ при измерениях интервала $t_m=1$ с составляет 1 пс, т. е. погрешность в 1 с возникает за 30 000 лет. В наиболее точных измерительных устройствах погрешность в 1 с получается при измерении интервалов $t_m=300\,000$ лет.

Цифровые измерительные приборы могут иметь особенно высокое относительное разрешение в том случае, если выбрана малая ступень измерения. При большом относительном разрешении значения Q малы и наоборот.

8. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

8.1. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Терморезисторы с чувствительным пассивным элементом изготавливаются из никелевого или платинового провода, навитого на слюдяную или гетинаксовую пластинку или залитого эпоксидной смолой. Нормированное номинальное сопротивление составляет 100 Ом, в особых случаях — 50 Ом [9].

Характеристики резисторов, представленные на рис. 122, нелинейны. Температурный коэффициент сопротивления, усредненный в диапазоне температур от 0 до 100 °C, составляет для никелевого провода $(0,167 \pm \pm 0,007) 10^{-2}$ 1/K, а для платинового — $(0,385 \pm \pm 0,0012) 10^{-2}$, $S_T = \Delta R / \Delta T = 0,617$ Ом/K для никеля и $S_T = 0,385$ Ом/K для платины.

В табл. 16 приведены зависимости сопротивлений терморезисторов от температуры. Подчеркнутые цифры соответствуют допустимой температуре резистора при его длительной работе.

Полупроводниковые терморезисторы имеют большой отрицательный температурный коэффициент сопротивле-

Рис. 122. Характеристики терморезисторов Ni100DIN (1) и Pt100DIN (2) согласно DIN43760:

1, 2 — длительный режим; 1', 2' — кратковременный

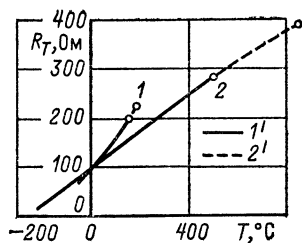


Таблица 16. Значения сопротивлений никелевого и платинового терморезисторов при разных температурах (DIN43760)

Терморезистор	Температура, °C							
	-200	-60	0	100	150	180	500	850
Ni100DIN	—	69,5	100,0	161,7	198,7	223,1	—	—
Pt100DIN	10,41	—	100,0	138,5	157,32	168,47	280,93	390,38

ния $\alpha = (-3...6) 10^{-2} 1/K$ при температуре $20^{\circ}C$ и высокую чувствительность, однако точность измерений с их помощью невысока. Их внешние размеры могут быть менее 0,5 мм, и поэтому на их основе можно изготавливать электрические термометры для измерения температуры поверхностей с малым временем установления. Измерительные термисторы имеют диапазоны измерений от 100 до $1000^{\circ}C$, а «холодные» измерительные резисторы — от -10 до $500^{\circ}C$ с разрешением $0,1^{\circ}C$.

Измерительные схемы. Изменение сопротивления ΔR как мера температуры регистрируется с помощью мостовых схем или схем постоянного тока со стрелочными приборами при разрешении до $0,001 K$, а также с помощью схем сравнения токов и логометрических приборов или с использованием числовых способов измерений.

Устройства с одним датчиком, мостом и двумя соединительными проводами (см. рис. 16, а), а также двухпроводная схема с логометром (рис. 123, в, пунктир) применяются при длине проводов до 400 м, когда сопротивление проводов невелико и колебания температуры незначительны, так как изменение сопротивления соединительных проводов вызывает погрешности измере-

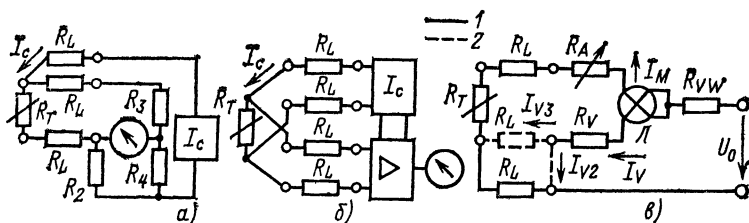


Рис. 123. Схемы с применением терморезисторов:

а — схема с тремя проводами и одним чувствительным элементом; *б* — четырехпроводная схема с постоянным током I_c ; *в* — схема с измерением отношения токов логометром Π , двумя (1) и тремя (2) соединительными проводами; R_1 — R_4 — сопротивления в схеме моста; R_V , R_A , R_{VW} и R_L — калибровочное, уравновешивающее, дополнительное сопротивление и сопротивления соединительных проводов соответственно; I_V — ток сравнения

ний. Сопротивление проводов $2R_L$ должно быть скомпенсировано подстроечным резистором, имеющим обычное сопротивление 10 Ом.

Трехпроводные схемы с мостом (см. рис. 47) или с логометром (рис. 123, *в*, штриховая линия) менее чувствительны к изменению сопротивления соединительных проводов и применяются при их длине до 10 км. Так как схемы с логометром нечувствительны к изменению напряжения питания только в пределах до 30 %, то предпочтительны мостовые схемы с приборами магнитоэлектрической системы (VDE/VDI 3511).

Четырехпроводные схемы с питанием измерительного сопротивления постоянным током $I \leq 10$ мА (рис. 123, *б*, см. также рис. 6) при высоком входном сопротивлении измерительного усилителя еще в большей степени независимы от сопротивления соединительных проводов R_L .

Пример 15. Пусть имеются двухпроводная схема с мостом (см. рис. 16, *а*), платиновый терморезистор с номинальным сопротивлением 100 Ом, соединительный кабель длиной $l=100$ м с медными жилами сечением $A=1,5$ мм², температура окружающей среды $T_h = 20^\circ\text{C}$. Определитель погрешностей измерений, вызванную изменением температуры кабеля до 30°C , при неизменной измеряемой температуре.

Общее сопротивление соединительных проводов $R_L = 2l/A\sigma = 2 \times 100/(1,5 \cdot 56) = 2,38$ Ом. При нагреве на 10 К медного провода с температурным коэффициентом сопротивления $\alpha = 3,93 \cdot 10^{-3}$ 1/К изме-

ние сопротивления $\Delta R = R\alpha\Delta T = 2,38 \cdot 3,93 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 0,0936$ Ом. Это изменение при чувствительности терморезистора $S_T = \Delta R / \Delta T = 0,385$ Ом/К приведет к кажущемуся повышению измеряемой температуры, и абсолютная погрешность $T_F = \Delta T = \Delta R / S_T = 0,0936 / 0,385 = 0,243$ К.

8.2. ТЕРМОЭЛЕМЕНТЫ

Термоэлементы представляют собой термопары, образованные двумя сваренными проводами из разных металлов или сплавов. Нагрев места сварки, где производится измерение температуры, приводит к возникновению между проводами термо-ЭДС U_q , значение которой зависит от рода использованных металлов и разницы температур между точкой сварки и точкой сравнения.

Характеристики $U_q = f(T)$ некоторых термопар приведены на рис. 124. Чувствительность термопар для интервала температур от 0 до 100 °С, в котором характеристики слабо нелинейны, имеет примерно следующие значения, мВ/К:

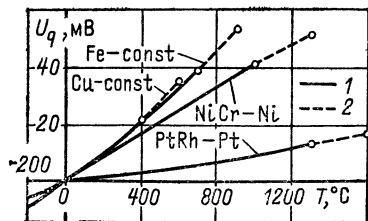
Медь — константан	0,0425
Железо — константан	0,0537
Нихром — никель	0,041
Сплав платины и рутидия — платина . .	0,00643

При измерениях необходимо по возможности поддерживать температуру точки сравнения постоянной с помощью термостата, например, равной 0, 20 и 50 °С, или же необходимо учитывать ее изменение. При постоянной температуре точки сравнения термо-ЭДС

$$U_q \sim T_M. \quad (205)$$

Рис. 124. Характеристики термоэлементов согласно DIN43710:

1 — длительная работа; 2 — кратковременная



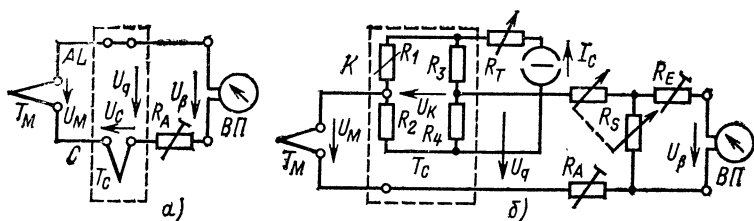


Рис. 125. Схемы с термоэлементами:

а — с термоэлементом T_C в точке сравнения C ; **б** — с компенсационным устройством K согласно VDE/VDI3511; T_M и T_C — температуры в точках измерения и сравнения; U_M и U_C — напряжения, снимаемые с термопар в точках измерения и сравнения; AL — уравнивающие провода; R_A — уравнивающий резистор; R_S — резистор для регулировки чувствительности; R_T — резистор для настройки при разных типах термоэлемента; R_E — калибровочный резистор; R_1 — сопротивление медного провода, зависящее от температуры; R_2 — R_4 — марганциновые резисторы моста; I_C — источник постоянного тока; BP — стрелочный или регистрирующий выходной прибор

Автоматический учет изменения температуры точки сравнения производится в мостовой схеме (рис. 125) с помощью компенсатора K . Мост уравнивается при температуре 20°C . Изменение температуры точки сравнения создает в диагонали моста положительное или отрицательное корректирующее напряжение U_k . В диапазоне температур 10 — 70°C с учетом корректирующего напряжения U_k и $U_q = U_M \pm U_v \mp U_k$ измеряется истинное значение термо-ЭДС в заданной точке, т.е. температура этой точки. Выходное напряжение измеряется магнитоэлектрическим прибором BP с высоким входным сопротивлением или компенсатором.

Преимущество термопар по сравнению с терморезисторами заключается в том, что они позволяют измерять температуру практически в точке. Кроме того, предел измерений температуры гораздо выше. Для измерения температуры с малым потреблением теплоты измерительной системой используют термопары с различными особо тонкими проводами диаметром $0,05$ — $0,6$ мм, помещенные в защитном чехле при его диаметре соответственно от $0,25$ до $3,0$ мм. Диапазон измеряемых температур составляет $-220 \div +2400^\circ\text{C}$.

Для измерения температуры поверхности существуют специальные наклеиваемые плоские терморезисторы и термоэлементы.

8.3. ПИРОМЕТРЫ

Пирометры применяются для измерения высоких температур светящихся твердых и расплавленных тел.

Чаще всего используются пирометры сравнения, в которых плотность излучения объекта измерений сравнивается с излучением эталона в видимой части спектра (VDE/VDI3511).

На рис. 126, а показано устройство пирометра с нитью накаливания, в котором ток накала лампы сравнения L может изменяться путем регулирования сопротивления резистора R_p . В пирометрах с серым клином напряжение на лампе остается неизменным, изменяется плотность излучения объекта измерений с помощью фильтра — серого клина Φ_1 . В пирометрах сравнения производится настройка до такого состояния, при котором плотности излучения нити накаливания и предмета становятся одинаковыми. Ток нагрева нити или положение серого клина при равновесии является мерой спектральной температуры объекта. Эта температура соответствует температуре абсолютно черного тела, при котором плотность излучения равна плотности излучения объекта.

В некоторых пирометрах измеряют температуру, определяя мощность излучения абсолютно черного тела во всей спектральной области излучения, которая согласно закону Стефана—Больцмана пропорциональна четвертой степени абсолютной температуры излучателя. Мощность, излучаемая площадью A , равна:

$$P = \sigma AT^4, \quad (206)$$

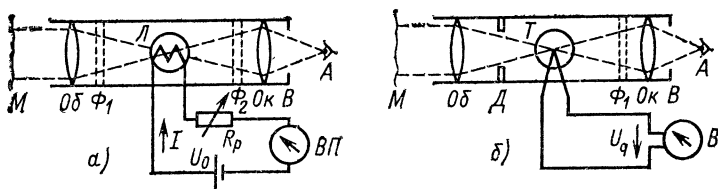


Рис. 126. Пирометры излучения:

а — спектральный пирометр (пирометр сравнения); б — пирометр интегрального излучения; M — излучаемая поверхность; $Об$ — объектив; $Ок$ — окуляр; Φ_1 и Φ_2 — серый и цветной фильтры; $Д$ — диафрагма; A — глаз наблюдателя; L — накаливаемая нить; U_0 — напряжение питания; R_p — регулятор тока; I — ток измерительной лампы; $ВП$ — выходной прибор — амперметр; T — термоэлемент; U_q — напряжение термоэлемента; $В$ — выходной прибор — вольтметр

где $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$ Вт/(м²·К⁴) — постоянная Стефана — Больцмана.

В полосовых пирометрах используют более или менее широкий спектральный диапазон температурного излучения.

На рис. 126, б показано принципиальное устройство пирометра с термоэлементом T с зачерненной поверхностью, нагреваемым излучением. Возникающая термо-ЭДС U_q измеряется чувствительным магнитоэлектрическим прибором B и является мерой измеряемой температуры.

В качестве приемника излучения могут быть использованы болометр с резистором, чувствительным к температуре, фотозлемент, фотодиод, фотоячейка или фоторезистор (см. гл. 9). Измеряемые пирометрами температуры лежат в пределах 300—3000 °С.

8.4. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

При исследованиях необходимо измерять температуры в пределах 10^{-6} — 10^{12} К, что можно осуществить только специальными способами.

Если распределение температуры вблизи электрической дуги нельзя определить с помощью термоэлементов, искажающих это распределение, то можно воспользоваться лазерным лучом, и по его отклонению можно судить о распределении температуры при ее значении несколько тысяч градусов. При еще более высоких температурах можно определить интенсивность и ширину спектральных линий излучения газа и по ним непосредственно найти температуру.

С помощью термографических приборов (тепловизоров) можно зарегистрировать в инфракрасной области как резкие градиенты температуры, так и разницу эмиссии излучения малых и больших объектов в биологии, медицине или же в технике. При этом можно исследовать теплопроводность, распределение температуры или потери теплоты в электронных схемах, приборах, машинах, зданиях и т. д. Инфракрасное излучение регистрируется HgCdTe-детекторами и воспроизводится на экране монитора. Измеряемые температуры нахо-

дятся в диапазоне 250—850 К ($-20 \div 580^\circ\text{C}$), абсолютное разрешение может составлять 0,2 К.

Устройства для переключений электрических цепей при заданной температуре содержат биметаллические элементы или пороговые полупроводниковые терморезисторы, состоящие из оксидов или сульфидов металлов, нанесенных на сапфировые пластинки.

9. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В качестве светочувствительных датчиков используются стандартные элементы, в которых вследствие фотоэлектрических эффектов облучение фотонами вызывает появление электронов и как следствие — изменение электрических параметров. Эти элементы применяются при измерениях интенсивности свечения, излучения и температуры, а также в качестве чувствительных эле-

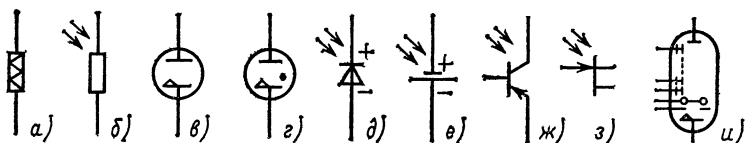


Рис. 127. Обозначения фотоэлектрических элементов согласно DIN44020:

а — общее обозначение фотоэлектрического элемента; *б* — фоторезистор; *в* — вакуумная фото ячейка; *г* — газонаполненная фото ячейка; *д* — фотодиод; *е* — фотоэлемент; *ж* — фототранзистор; *з* — полевой фототранзистор; *и* — фотоэлектронный умножитель

ментов различных датчиков в счетных и переключающих приборах, в устройствах управления и регулирования.

Изображения в схемах пассивных чувствительных элементов показаны на рис. 127, *б — д* (фоторезисторов, вакуумных и газонаполненных фото ячеек, фотодиодов), а активных элементов — на рис. 127, *е—и* (фотоэлементов, фототранзисторов, полевых фототранзисторов, фототиристоров и фотоумножителей соответственно). Различные фотоэлектрические чувствительные элементы отличаются друг от друга в основном относительной спектральной чувствительностью S_λ (рис. 128), а

также абсолютной чувствительностью S , площадью светочувствительной поверхности граничной частотой $f_{\text{гран}}$ или же временем нарастания T_n и темновым током I_0 [1].

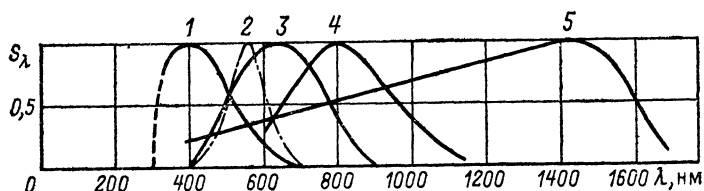


Рис. 128. Относительные спектральные чувствительности S_λ различных светочувствительных элементов в зависимости от длины волны λ : 1 — фотоячейка с катодом из антимолида цезия; 2 — человеческий глаз; 3 — фоторезистор из сульфида кадмия; 4 — кремниевые фотоэлектронные приборы; 5 — германиевые фотоэлектронные приборы

На рис. 128 показаны относительные спектральные чувствительности S_λ некоторых фотоэлектрических датчиков. Для сравнения здесь же нанесена чувствительность человеческого глаза (кривая 2, DIN44021).

9.1. ФОТОРЕЗИСТОРЫ И ФОТОДИОДЫ

В этих пассивных датчиках, состоящих из светочувствительных полупроводников без запирающего слоя, вследствие внутренних фотоэлектрических эффектов электропроводность возрастает приблизительно линейно в зависимости от интенсивности освещения E . Изменение сопротивления регистрируется в схемах, показанных на рис. 129. Наиболее важными полупроводниковыми материалами являются для видимой области сульфид кадмия CdS , а для инфракрасной области — антимолид индия InSb (DIN 44028).

Для фоторезисторов из сульфида кадмия зависимость сопротивления R от интенсивности освещения E имеет вид: $R \sim E^{-\gamma}$. Эта зависимость в логарифмическом масштабе представляет собой прямую (рис. 130, а) с крутизной γ ($-0,5 \div -1$). При $E=0$ темновое сопротивление составляет 1—100 МОм.

Кадмиевые фотодиоды, представляют собой стандартные полупроводниковые детали с запирающим слоем и используются в качестве пассивных датчиков, в кото-

рых при освещении изменяется ток при постоянном питающем напряжении U_0 . Они имеют линейные характеристики и чувствительность, например, $S_E = 0,05$ мкА/лк, время нарастания 20 мкс. Их спектральная чувствительность показана на рис. 128.

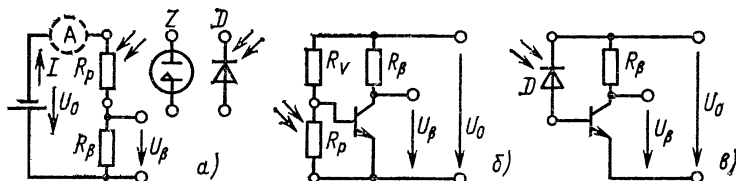


Рис. 129. Схемы с пассивными фотоэлектрическими чувствительными элементами:

а — схема с делителем напряжения или с измерением тока, содержащая фоторезистор R_p , фоточайку Z или фотодиод D ; *б* — транзисторная схема с фоторезистором R_p ; *в* — транзисторная схема с фотодиодом D ; U_0 — напряжение питания; U_β — выходное напряжение на рабочем сопротивлении R_β

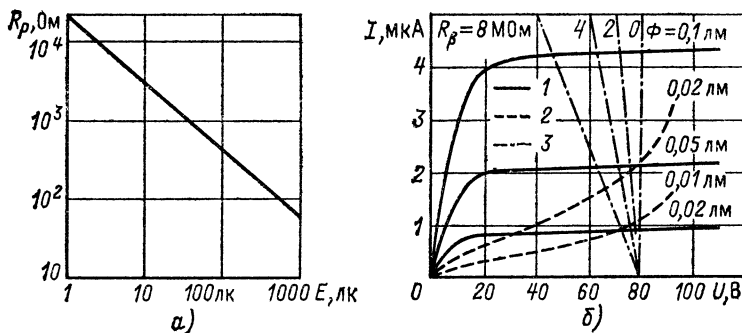


Рис. 130. Характеристики пассивных фотоэлектрических элементов: *а* — зависимость сопротивления R_p от освещенности E одного из фоторезисторов из сульфида кадмия; *б* — характеристики $I=f(U)$ при разных световых потоках Φ для вакуумной фоточайки (1), газонаполненной фоточайки (2); 3 — характеристики сопротивления R разной величины

Уменьшение сопротивления при возрастании интенсивности освещения регистрируется с помощью схем с делителем напряжения или измерения тока при напряжении питания $U_0 = 10 \div 100$ В. В схемах на рис. 129, *а* измеряется ток I или выходное напряжение U_β . Возможно также использование мостовых схем (см. пп.

2.2.4) или же применения транзисторной схемы на рис. 129, б. В схеме с делителем напряжения (рис. 129, а) выходное напряжение растет при уменьшении сопротивления фоторезистора R_p под действием освещения:

$$U_\beta = U_0 R_\beta / (R_p + R_\beta). \quad (207)$$

Фоторезисторы из сульфида кадмия имеют при освещенности $E=50$ лк, температуре 2700 К и питающем напряжении $U_0=10$ В чувствительность $S_E=10$ мкА/лк ÷ 1 мА/лк. Их граничная частота составляет примерно 2 кГц.

Схема измерений с помощью транзистора, фотодиода D и нагрузочного резистора R_β в цепи коллектора показана на рис. 129, в.

Для измерения интенсивности освещения используются также специальные полупроводниковые фотодиоды, в которых между зонами с проводимостью p - и n -типа лежит зона с проводимостью чистого полупроводника.

9.2. ФОТОЯЧЕЙКИ И ФОТОУМНОЖИТЕЛИ

Фотоячейки представляют собой электронные лампы, в которых падение света на катод из щелочного металла вследствие внешних фотоэлектрических эффектов вызывает появление электронов, которые движутся под действием электрического поля к аноду. При работе пассивных фотоячеек в схеме на рис. 129, а получаются характеристики, показанные на рис. 130, б.

Вакуумные фотоячейки при цветовой температуре 2700 К имеют диапазон чувствительности 1—10 нА/лк. Чувствительность газонаполненных фотоячеек из-за ударной ионизации электронами молекул газа выше и составляет 10—100 нА/лк.

Фотоячейки с глубоким вакуумом с линейной характеристикой в области насыщения используются для измерений при частотах до нескольких мегагерц. Газонаполненные фотоячейки применяют при озвучивании фильмов и в схемах регистрации наличия света при частотах приблизительно до 10 кГц. Кривая относительной чувствительности фотоячейки с катодом из CsSb показана на рис. 128, кривая для катода из оксида цезия такая же, что и из кремния (DIN44028).

Для измерения предельно слабых освещенностей служат вакуумные фотоэлектронные умножители с катодами из CsSb или Cs, имеющие от 8 до 14 динодов, с которых выбиваются вторичные электроны. Их чувствительность по сравнению с фототочечками примерно в 10^9 раз выше и составляет 0,1—10 А/лк (DIN44020 и DIN44028).

9.3. ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Фотоэлементы — активные светочувствительные полупроводники, создающие при поглощении света вследствие фотоэффектов в запиорном слое свободные электроны и ЭДС. При одновременных внутренних фотоэлектрических эффектах меняется их внутреннее сопротивление, и поэтому фотоэлементы могут применяться и в качестве пассивных фоторезисторов. Но главное их назначение — измерение освещенности (люксметры) и

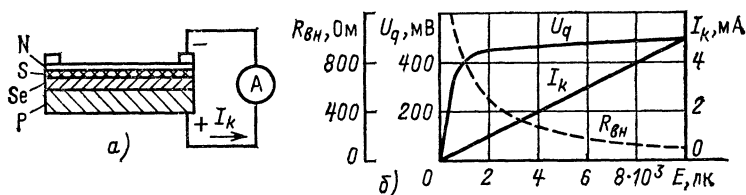


Рис. 131. Устройство селенового фотоэлемента (а) и его характеристики (б) в зависимости от освещенности E :

U_q — напряжение х. х.; $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление; I_k — ток к. з.; N — прозрачное покрытие из благородного металла — отрицательный электрод; S — запиорный слой; Se — тонкий слой селена; P — металлический электрод — положительный электрод

экспозиции света, прозрачности и отражательной способности.

В качестве активных фотоэлементов используются кремниевые фотодиоды. Они имеют энергетический КПД до 11 % и поэтому применяются также для электропитания электронных измерительных приборов, например, в виде солнечных элементов кварцевых часов, батарей на спутниках и т. д. Они могут использоваться при температурах до 150°C . Чувствительность кремниевых фотодиодов постоянна до освещенности $E=1000$ лк и составляет 0,1—2 мкА/лк. Относительная спек-

ральная чувствительность показана на рис. 128. Время нарастания составляет 1—500 нс. В кремниевых фотоэлементах на поверхности имеется созданный диффузионным способом запиорный слой. При увеличении освещенности напряжение х. х. возрастает по логарифмическому закону, а ток к. з. — линейно.

Селеновый фотоэлемент, устройство которого показано на рис. 131, а, имеет обычно площадь светочувствительной поверхности 1—30 см². Напряжение х. х. U_q и внутреннее сопротивление $R_{вн}$ нелинейно зависят от освещенности E (рис. 131, б). Ток к. з. $I_k = U_q/R_{вн}$ прямо пропорционален освещенности E до значений $E = 10\,000$ лк, чувствительность составляет $S_E = 0,5$ мкА/лк. Спектральная чувствительность аналогична чувствительности человеческого глаза, показанной на рис. 128.

9.4. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ И ФОТОТИРИСТОРЫ

В фототранзисторе ток, создаваемый при освещении, усиливается, и поэтому чувствительность возрастает примерно до $S_E = 300$ мкА/лк. На рис. 132, а показана измерительная схема с фототранзистором без присоединения к базе. Управляет схемой световой поток, и ток перехода эмиттер — база, умноженный на коэффициент усиления, дает коллекторный ток. Примеры выполнения измерительных схем с фототранзистором и фотодиодом показаны на рис. 132, б, в.

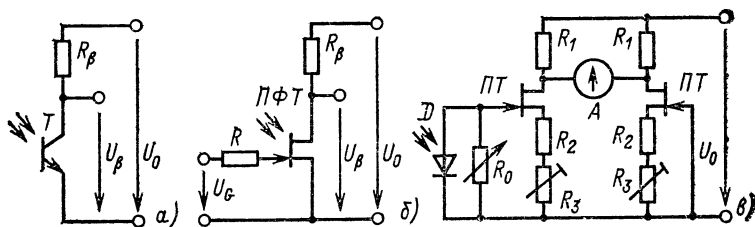


Рис. 132. Фотоэлектрические транзисторные измерительные схемы:

а — схема с фототранзистором T , резистором R_β ; б — схема с полевым фототранзистором ПФТ и напряжением подпора U_G ; в — измеритель освещенности с активным фотодиодом D , полевыми транзисторами ПТ и амперметром A ; U_0 — напряжение питания; U_β — выходное напряжение

Фототранзисторы Дарлингтона с чувствительностью $S_E = 300$ мкА/лк имеют большие коллекторные токи (до 500 мА). Они могут использоваться, например, для непосредственного питания микродвигателя.

Фототиристоры используются при постоянном напряжении в ключевом режиме или при переменном напряжении, а также в цифровых схемах.

10. НЕКОТОРЫЕ ВИДЫ ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕХНИКЕ

10.1. ИЗМЕРЕНИЕ ЗАПОЛНЕНИЯ ЕМКОСТЕЙ

Для дискретного или непрерывного измерения заполнения емкостей сыпучим твердым материалом или жидкостью находят применение механические, электрические, оптические, ультразвуковые и радиометрические способы.

Уровень заполнения емкости может быть определен путем непосредственного измерения массы сосуда с помощью датчиков силы (рис. 133, а, см. § 7.7), емкостным датчиком со стержневым или коаксиальным зондом (рис. 133, б, см. § 2.4), а при заполнении жидкостью — путем измерения электропроводности.

Устройство для непрерывного радиометрического измерения степени заполнения, показанное на рис. 133, в, содержит точечный изотоп-излучатель, например Co-60 или Cs-137, а на противоположной стенке емкости — стержневой детектор со многими счетчиками Гейгера—Мюллера. При подъеме уровня заполнения вследствие поглощения гамма-излучения материалом частота импульсов отдельных счетчиков уменьшается, что приводит к снижению выходного тока измерительной схемы. Измерительное устройство может

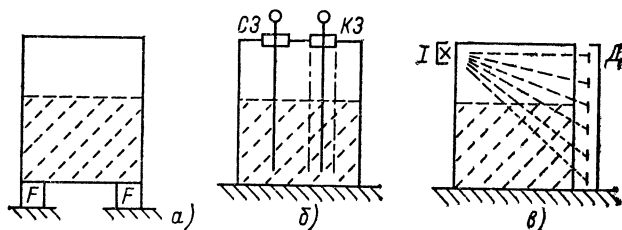


Рис. 133. Измерение заполнения емкостей:

а — использование датчиков силы F , измеряющих массу емкости с содержимым; б — измерение заполнения стержневым $CЗ$ или коаксиальным $КЗ$ емкостными зондами; в — радиометрический метод с изотопным излучателем I , например Co-60 или Cs-137, и стержневым детектором $Д$ со многими счетчиками Гейгера — Мюллера

быть выполнено со стержневым излучателем и одним детектором для регистрации излучения. Достоинством изотопного способа измерения является то, что он пригоден при любом заполняющем смесью материале.

10.2. ИЗМЕРЕНИЕ ПОТОКОВ

Принцип работы. Измерение потока путем регистрации воздействующего давления (DIN19201) производится с помощью дроссельного устройства с нормальной диафрагмой, соплом или насадкой Вентури, встроенного в трубопровод (рис. 134, а). Непосредст-

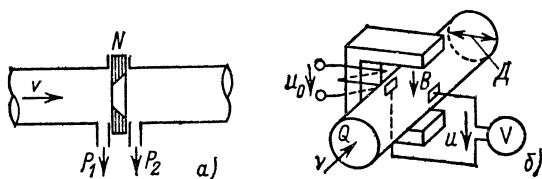


Рис. 134. Измерение потоков:

а — измерение скорости v введением измерительной диафрагмы и регистрацией разницы давлений $P = P_1 - P_2$; *б* — измерение объемного потока Q индукционным способом по индуцированному напряжению в магнитном поле индукцией B ; D — диаметр трубы; U_0 — напряжение питания; V — вольтметр

венно измеряется разность давлений до дроссельного устройства и за ним $\Delta p = p_1 - p_2$, например, с помощью датчика разности давлений (см. § 7.8).

По измеренному Δp определяется скорость потока

$$v = \alpha (A_1/A_0) \sqrt{2\Delta p/Q}, \quad (208)$$

где A_1/A_0 — отношение площадей диафрагмы и трубы; Q — плотность среды; α — коэффициент, зависящий от формы диафрагмы.

Индукционный способ. При измерениях потока массы индукционным способом (рис. 134, б) жидкость с малой электропроводностью протекает со скоростью v по немагнитной трубе диаметром D . Между электродами, расположенными по оси, перпендикулярной направлению движения жидкости в магнитном поле с индукцией B , возникает напряжение $u = BDv$. Это напряжение, измеряемое вольтметром V , может служить мерой скорости v или же потока Q , который равен:

$$Q = \pi D^2 v / 4 = \pi u D / 4B. \quad (209)$$

Так как при постоянном поле возникает напряжение поляризации, на практике работают с переменным полем, созданным пере-

менным напряжением питания U_0 . Магнитно-индукционный способ измерения потока имеет преимущество — отсутствие перепада давления в трубе (VDI/VDE2641).

10.3. ИЗМЕРЕНИЕ ВЛАЖНОСТИ

При измерениях относительной влажности гигрометрическим способом в качестве чувствительного элемента используется пластмассовая полоска, длина которой зависит от влажности. Длина измеряется с помощью прецизионного резистивного чувствительного элемента с сопротивлением, например, $R=150$ Ом (см. § 2.2). Изменяющееся сопротивление, регистрируемое измерительной схемой, является мерой относительной влажности в пределах 10—100 %.

Измерение влажности проводится также с использованием датчика в виде конденсатора, между обкладками которого помещена тонкая полимерная пленка. Емкость такого конденсатора зависит от влажности. С помощью устройства, измеряющего емкость (см. пп. 2.4.3), можно определить относительную влажность в пределах от 0 до 100 %.

При психрометрическом способе мерой влажности воздуха является разность температур сухого и влажного термометров, находящихся в потоке воздуха. Использование терморезисторов, обычно применяемых для этих целей, было рассмотрено в § 8.1.

Абсолютная влажность воздуха или газа определяется с помощью хлорида лития LiCl . На гигроскопический хлорид лития, находящийся в воздухе, действует парциальное давление паров воды. При этом способе регистрируется температура перехода хлорида лития из раствора в соль, зависящая от давления паров воды в окружающем воздухе.

10.4. ИЗМЕРЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ pH

Величина pH раствора (от латинских слов *pondus Hydrogenium*, содержание водорода) как мера кислотности жидкости соответствует десятичному логарифму концентрации активных ионов водорода. Даже чистая вода частично диссоциирована на ионы H^+ и OH^- . При 25 °C 1 л воды содержит 10^{-7} грамм-эквивалента ионов водорода и гидроксила. Нейтральной называют воду с $\text{pH}=7$.

Измерение pH основано на определении напряжения гальванической пары стеклянного и эталонного электродов (рис. 135). Измерительным электродом является электрод с буферным раствором и со стеклянной мембраной, притягивающей только ионы водорода. ЭДС, возникающая на эталонном (например, таламидном) электроде, не зависит от значения pH и состава раствора, в то время как

на измерительном электроде она определяется величиной рН. Результирующая ЭДС измеряется усилителем $У$ с высоким входным сопротивлением и выходным прибором $ВП$. При линейной характеристике напряжение $U_q = 58,16$ мВ на $\Delta pH = 1$ при $20^\circ C$ (DIN19260—DIN19267).

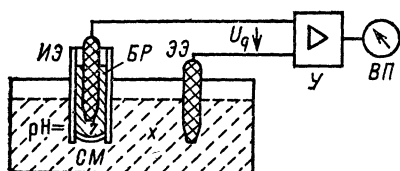


Рис. 135. Принцип измерения величины рН:

$ИЭ$ — стеклянный измерительный электрод; $СМ$ — стеклянная проницаемая для жидкости мембрана; $БР$ — буферный раствор; $ЭЭ$ — эталонный, например таламидный, электрод; $У$ — усилитель; $ВП$ — выходной прибор; U_q — результирующая ЭДС

Измерение рН используется для определения содержания кислоты и щелочи в различных жидкостях, а также для контроля качества воды и стоков в промышленности.

Если раствор содержит много ионов водорода, то его считают кислотным. Значение рН находится в пределах 0—7. При малом содержании ионов водорода раствор называют щелочным или основным, его рН составляет 7—14.

11. ИЗМЕРЕНИЯ, СВЯЗАННЫЕ С ЗАЩИТОЙ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В связи с поддержанием требуемой чистоты воздуха и воды особое значение приобретает измерение малых концентраций газов в смесях. При определении загрязнения воздуха различают иммисионные и эмиссионные способы [17].

Иммисия — воздействие вредных примесей в атмосфере на людей, животных и растения, эмиссия — выброс вредных веществ техническими устройствами разного вида в атмосферу.

В качестве критерия качества воздуха для корреляции иммисионной и эмиссионной концентрации и значения результирующего вредного воздействия ряда неорганических и органических газов и паров принята так называемая максимальная иммисионная концентрация (VDI2450).

При измерениях представляет интерес определение концентрации следующих веществ, например, выбрасываемых при сгорании топлива в топках и двигателях автомобилей: CO , CO_2 , SO_2 , N_2 , N_2O , NO_2 , O_2H , C_nH_m , H_2S , Pb , пыль и аэрозоли,

Таблица 17. Максимальные допустимые содержания диоксида серы SO₂

Объект	Средние допустимые значения, мг/м ³ , в течение		
	30 мин	24 ч	0,5—1 год
Человек	1	0,3	0,1
Растительность	0,25—0,60	0,15—0,35	0,5—0,12

В табл. 17 представлены максимальные иммисионные концентрации диоксида серы SO₂ при разных временах воздействия. Максимальные иммисионные концентрации оксида СО составляют 50, 40 и 10 мг/м³ при временах воздействия 30 мин, 1 и 12 ч соответственно. Граничное значение выбросов двигателей внутреннего сгорания автомобилей с зажиганием при расходе топлива 100 г не должно превышать: оксида углерода СО — от 25 до 35 г, углеводорода — от 1,5 до 2,0 г.

В качестве единиц концентрации используют массу в единице объема, г/м³ или мг/м³, объем в объеме (объемные проценты или промилле).

Методы анализов. Для измерения газовых примесей в воздухе в пределах их иммисионных и эмиссионных концентраций используют следующие методы анализов:

фотометрия — фотометрические, а также спектрометрические измерения поглощения примесью в ультрафиолетовой, видимой, инфракрасной областях спектра излучения;

кондуктометрия, потенциометрия и калориметрия — измерение изменения электропроводности, изменения активности ионов или изменения окраски раствора, специфичного для измеряемого компонента;

измерение тока во внешней цепи гальванического элемента, образованного при электрохимической реакции в электролите измеряемого компонента с измерительными электродами;

титрование (массовый анализ) газовой смеси в электролитической ячейке Фарадея;

измерение тока ионизации, которое проводится при сгорании измеряемого органического соединения в пламени водорода по возможности после разделения в газохроматографической колонне. В аэрозоле с измеряемым компонентом производится определение затухания тока ионизации;

измерение теплопроводности. Оно проводится в зависимости от концентрации измеряемого компонента;

измерение теплового эффекта. Измерение повышения температуры при каталитическом сжигании горючего компонента измеряемого газа (выделение теплоты, тепловой эффект);

измерение интенсивности световых явлений, наблюдаемых при подходящей для измеряемого компонента химической реакции (хемиллюминесценция);

измерение рассеяния света, возникающего в лазерном луче в загрязненном воздухе.

11.2. ФОТОМЕТРИЯ

При фотометрии измеряется концентрация вредного вещества путем регистрации электрических сигналов, пропорциональных разнице интенсивности света, возникающей вследствие поглощения излучения вредным веществом и эталонным.

Селективное измерение отдельных компонентов газа возможно, если удастся выделить составляющую излучения, лежащую в области спектра поглощения измеряемого компонента (рис. 136), с по-

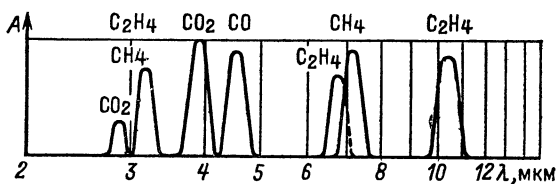


Рис. 136. Полосы поглощения A некоторых газов в ультрафиолетовой области
инфракрасной

мощью фильтра, газоразрядной лампы с соответствующими линиями излучения или подходящего лазера. В инфра- и ультракрасных областях газы из молекул разного рода, например CO , CO_2 , CH_4 , обладают характерными полосами поглощения, в то время как молекулы из одинаковых атомов, такие как H_2 , N_2 , Cl_2 , O_2 , не поглощают излучения.

Двухлучевой фотометр. В двухлучевых фотометрах с прерывистым светом (рис. 137) измеряется интенсивность света, ослабленная поглощением вещества в измерительной кювете. Свет периодически прерывается вращающейся диафрагмой $ВД$, например, с частотой 12,5 Гц. Интенсивность света сравнивается с интенсивностью другого луча, проходящего через эталонную кювету $ЭК$, заполненную непоглощающим газом, например воздухом или азотом.

При использовании метода сравнения интенсивностей (рис. 137, а, б) сопоставляются интенсивности характеристической линии

двух различных веществ, а именно газа, заполняющего измерительную кювету ИК, и непоглощающего газа, например N_2 , находящегося в эталонной кювете ЭК. При этом используется либо селективный излучатель СИ (рис. 137, а), либо селективный мембранный приемник СП (рис. 137, б). В селективном приемнике имеется камера с мембраной М, отделяющей измеряемый газ и газ, используемый в качестве эталонного поглотителя, например, СО в приборах для измерения концентрации СО. Измерение давления в участках камеры, разделенных диафрагмой, вследствие поглощения

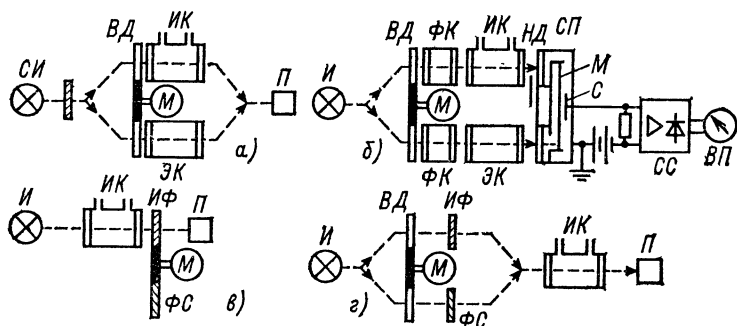


Рис. 137. Устройство двухлучевых фотометров:

а—б — по принципу сравнения интенсивностей одной линии (СИ — селективный излучатель, СП — селективный приемник); в, г — по принципу поглощения света двух различных линий с помощью вращающегося (в) или неподвижного (г) измерительного ИФ фильтра и фильтра сравнения ФС; И — излучатель; ВД — вращающийся диск с диафрагмами; ИК — измерительная кювета; П — приемник излучения; М — мембрана; С — измерительный конденсатор; НД — нулевая диафрагма; М — синхронный двигатель электропривода; ОС — схема согласования; ВП — выходной прибор

излучения в измерительной кювете регистрируется измерительным конденсатором С, служащим емкостным датчиком (см. § 2.4), и схемой согласования СС (с усилителем и выпрямителем) с выдачей сигнала на выходной прибор ВП (DIN2459).

При использовании метода абсорбции света в двух различных диапазонах длин волн применяют два фильтра, установленных на вращающемся диске (рис. 137, в) или неподвижно (рис. 137, г). Измерительный фильтр ИФ прозрачен в диапазоне полос поглощения измеряемого газа, фильтр сравнения ФС должен быть по возможности непрозрачным в областях, близких к измеряемой области поглощения. Изменения поглощения измеряемым газом регистрируются приемником излучения П.

Различные типы недисперсионных (т. е. без разложения излучения в спектр) инфракрасных фотометров, регистрирующих интегральную абсорбцию молекул в диапазоне прозрачности измеритель-

ной ячейки, отличаются главным образом конструктивным исполнением газонаполненного приемника. В приемнике *СП*, показанном на рис. 137, б, имеются две камеры, разделенные очень тонкой металлической мембраной *М*, заполняемые смесью измеряемого газа и аргона. Возникающая при измерении разность давлений может быть измерена вместо мембранного конденсатора *С* (рис. 137, б) также анемометром с накаливаемой проволокой в качестве датчика микропотока газа. При других исполнениях приемника вместо одинаковых расположенных рядом абсорбционных камер применяют разные и разнесенные друг от друга абсорбционные емкости с измерением разности давлений в них.

Список литературы

1. Carter H., Donker M. Photoelektronische Bauelemente. Hamburg: Philips, 1964.
2. Erler W., Walther L. Elektrisches Messen nichtelektrischer Größen mit Halbleiterwiderständen. Berlin, 1973.
3. Haug A. Elektronisches Messen mechanischer Größen. München, 1969.
4. Hoffmann K. Grundlagen der Dehnungsmeßstreifen — Technik. Darmstadt: Hattinger Baldwin Messtechnik, 1975.
5. Jesse G. Störspannungen. Frankfurt: Hartmann & Braun, 1973.
6. Kautsch R. Messelektronik nichtelektrischer Größen. Bad Wörschhofen.
7. Kraus M., Woschni E. — G. Messinformationssysteme. Berlin, 1972.
8. Kronmüller H., Barakat F. Prozessmesstechnik. Berlin: Springer — Verlag, 1974.
9. Lindorf H. Technische Temperaturmessungen, Essen, 1970.
10. Moeller F., Fricke H., Frohne H., Vaske P. Grundlagen der Elektrotechnik. Stuttgart, 1976.
11. Potma T. Dehnungsmeßstreifen — Messtechnik. Hamburg: Philips, 1968.
12. Profos P. Handbuch der industriellen Messtechnik. Essen, 1974.
13. Rohrbach C. Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Größen. Düsseldorf 1967.
14. Siemens. Messen in der Prozesstechnik. Berlin, 1972.
15. Sonderdruck. Automation. Berlin: AEG, 1964.
16. Stöckl M., Winterling K. — H. Elektrische Messtechnik. Stuttgart, 1973.
17. ZVEI. Elektrische Messgeräte für den Umweltschutz. Frankfurt/M., 1973.

ОГЛАВЛЕНИЕ

От переводчика	3
Предисловие	5
1. Введение	7
2. Чувствительные элементы	11
3. Измерительные схемы	48
4. Электронная обработка результатов измерений	84
5. Разновидности измерительных цепей и помехи	101
6. Чувствительность, разрешение и погрешности	112
7. Измерительные датчики механических величин	126
8. Измерение температуры	172
9. Фотоэлектрические измерительные преобразователи	179
10. Некоторые виды измерений в технике	185
11. Измерения, связанные с защитой окружающей среды	188
Список литературы	192

70 к.