

Министерство образования Республики Беларусь
БЕЛОРУССКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

Кафедра «Конструирование и производство приборов»

Физические основы измерений

Учебно-методическое пособие

для студентов специальности 1-38 01 01

«Механические и электромеханические приборы и аппараты»

Учебное электронное издание

М и н с к 2 0 1 2

УДК 621.391.1 (075.8)

А в т о р ы :

С.С.САВИЦКИЙ.

Р е ц е н з е н т ы :

В.Г.СМИРНОВ. Зам.директора БелГИПК работников метрологии и стандартизации, кандидат технических наук, профессор.

В.Г.ЛЫСЕНКО. Доцент кафедры «Стандартизация, метрология и информационные системы» кандидат технических наук, доцент.

Учебно-методическое пособие содержит общие сведения об электрических измерениях неэлектрических величин, об первичных измерительных преобразователях, их метрологических характеристиках и области применения.

Белорусский национальный технический университет
пр-т Независимости, 65, г. Минск, Республика Беларусь
Тел.(017) 293-91-97 факс (017) 292-91-37
Регистрационный № БНТУ/ПСФ80 – 14.2012

© БНТУ, 2012

© Савицкий С.С., 2012

Оглавление

Оглавление	2
ПРЕДИСЛОВИЕ	4
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ И ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ	5
1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ	5
1.2. ВИДЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ	6
1.3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	8
2. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	16
2.1. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ТЕПЛОВОЙ ИНЕРЦИОННОСТЬЮ	16
2.2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ И ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ	18
2.3. РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕХАНИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ И РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ	23
2.4. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МЕХАНО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ	28
3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН	36
3.1. РЕОСТАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	36
3.2. ТЕНЗОРЕЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	41
3.3. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	47
3.4. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	52
3.5. ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	59
3.6. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	65
3.7. ИНДУКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	71
3.8. МАГНИТОУПРУГИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	76
3.9. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	81
3.10. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ	86
3.11. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ	95
3.12. ИЗМЕРЕНИЕ РАСХОДА ЖИДКОСТЕЙ И ГАЗОВ	101
Литература	107

ПРЕДИСЛОВИЕ

Задачи интенсификации производства, стоящие перед промышленностью и наукой нашей страны, требуют создания новых и совершенствования имеющихся технологических процессов и материалов, строгого контроля качества продукции. Возрастает роль измерений как в научном эксперименте, так и на производстве. Это в полной мере относится к измерениям электрических и неэлектрических величин, методы которых имеют широкую область применения, отличаются универсальностью, быстродействием, совместимостью с новыми техническими средствами.

Новые возможности открылись перед измерительной техникой после появления микропроцессоров, применение которых позволило не только существенно увеличить точность и быстродействие приборов, расширить их функциональные возможности, но и разработать качественно новые "интеллектуальные" устройства, способные производить управление процессом измерения, автоматически выбирать, необходимый диапазон измерений, осуществлять автокалибровку, обрабатывать результаты измерения и представлять их оператору в упорядоченной форме. Имеется также возможность объединения нескольких взаимно дополняющих приборов вместе с ЭВМ в единый информационно-вычислительный комплекс.

Усложнение технологических циклов привело к необходимости одновременного определения большого числа параметров и физических величин, возросла роль динамических измерений. Автоматизация сложных производственных процессов неразрывно связана с применением информационно-измерительных систем, обеспечивающих получение оперативной измерительной информации в должном объеме и эффективное управление течением технологического процесса.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ И ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЕ

1.1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Термины и определения основных понятий метрологии нормированы ГОСТ 16263-70 и приводятся ниже в соответствии с этим документом.

Измерением называется нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Результат измерения есть значение физической величины, найденной путем ее измерения.

Измерения основаны на некоторой совокупности физических явлений, представляющих собой принцип измерений. Они осуществляются при помощи технических средств измерений, используемых при измерениях и имеющих нормированные метрологические параметры.

Средства измерений делятся на меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы.

Мера – средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера (например, единицы измерения, ее дробною или кратного значения).

Измерительный преобразователь – средство измерений для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Кроме термина "первичный измерительный преобразователь" используется близкий к нему термин – "датчик". Электрический датчик – это один или несколько измерительных преобразователей, служащих для преобразования измеряемой неэлектрической величины в электрическую и объединенных в единую конструкцию.

Термин датчик обычно применяют в сочетании с физической величиной, для первичного преобразования которой он предназначен: датчик давления, температуры, мощности и т.д.

Измерительный прибор — средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем.

Измерительная установка – совокупности функционально объединенных средств измерений, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем и расположенная в одном месте. Измерительная установка может содержать в своем составе меры, измерительные приборы, а также различные вспомогательные устройства.

В связи с усложнением технологических процессов в современной промышленности для их эффективного контроля и оптимального управления ими требуется получение информации о большом числе параметров

объектов, а также оперативная обработка этой информации. Это привело к появлению и развитию сложных систем, предназначенных для автоматического сбора и переработки информации. Такие системы получили название измерительных систем. Измерительная система – это совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, соединенных между собой каналами связи, предназначенная для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления.

Измерительная информация – это количественная оценка состояния материального объекта, получаемая экспериментально, путем сравнения параметров объекта с мерой (овеществленной единицей измерения). Без получения измерительной информации, т.е. количественных сведений о значениях разнообразных физических величин, невозможны ведение технологических процессов, выработка и распределение электроэнергии, добыча и транспортировка твердого, жидкого и газообразного топлива, руды, разведка недр, управление транспортом, исследование космоса и многие другие области активной деятельности человека.

1.2. ВИДЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

По виду различают прямые, косвенные, совокупные и совместные измерения.

Прямым называется измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из опытных данных. Иными словами, здесь измеряется непосредственно та величина, значение которой необходимо определить (измерение тока амперметром, массы на весах и т.п.).

При косвенном измерении искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям (измерение мощности постоянного тока амперметром и вольтметром с использованием зависимости, связывающей мощность постоянного тока с током и напряжением, нахождение плотности тела по его массе и геометрическим размерам и т.п.).

Совокупные измерения производятся одновременно над несколькими одноименными величинами, причем искомые значения величин находят решением системы уравнений, получаемых при прямых измерениях различных сочетаний этих величин. Примером совокупных измерений является нахождение сопротивлений двух резисторов по результатам измерения сопротивлений последовательного и параллельного соединения этих резисторов. Искомые значения сопротивлений находят из системы двух уравнений.

Совместные измерения производятся одновременно над двумя или несколькими неоднородными величинами для нахождения зависимости между ними. Например, прямые измерения значений сопротивления терморезистора при двух различных температурах дают затем возможность

рассчитать значения двух коэффициентов в уравнении, определяющем зависимость сопротивления этого терморезистора от температуры. В этом примере результатом совместного измерения является определение двух упомянутых коэффициентов.

Совокупность приемов использования принципов и средств измерений называется методом измерений.

Методы измерения подразделяют на метод непосредственной оценки и метод сравнения.

Метод непосредственной оценки характеризуется тем, что отсчет значения измеряемой величины производится непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора. Так, измерение сопротивления омметром является примером прямого измерения методом непосредственной оценки.

Метод сравнения предполагает операцию сравнения измеряемой величины с мерой в каждом из актов измерения. Сравнение можно проводить различными способами, поэтому метод распадается на ряд разновидностей, из которых наиболее употребительны следующие.

1. Нулевой метод, при котором результирующий эффект воздействия измеряемой величиной и известной величиной (мерой) на прибор сравнения доводят до нуля. В качестве примера нулевого метода можно привести измерение активного сопротивления мостом постоянного тока с полным его уравновешиванием.

2. Дифференциальный метод, при котором на измерительный прибор воздействует разность между измеряемой величиной и известной, воспроизводимой мерой. Таким образом, в отличие от нулевого метода в этом случае измеряемая величина уравновешивается не полностью. Точность дифференциального метода повышается при уменьшении разности между измеряемой и известной величинами.

3. Метод замещения, при котором измеряемая величина замещается известной величиной, воспроизводимой мерой. Примером использования этого метода является определение емкости конденсатора, включенного в колебательный контур. Изменением частоты напряжения, поступающего на колебательный контур, добиваются резонанса, а затем вместо конденсатора с неизвестной емкостью C_x включают переменный образцовый конденсатор и вновь добиваются резонанса изменением значения емкости C_0 образцового конденсатора. При резонансе $C_x = C_0$.

Достоинством метода сравнения является высокая точность измерений, а недостатком – сложность. Метод непосредственной оценки, наоборот, отличается простотой и малым временем измерения. Поэтому, несмотря на сравнительно малую точность, он получил наибольшее распространение в производственной практике, в то время как метод сравнения используется в основном при лабораторных измерениях. Однако в связи с интенсивным развитием автоматизации измерений, которое происходит в настоящее время,

следует ожидать, что метод сравнения будет находить все большее применение и на производстве.

1.3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Входной величиной измерительного прибора является его измеряемая величина. Наибольшее и наименьшее значения измеряемой величины, для которых нормированы погрешности, называются пределами измерения. Область значений, заключенная между верхним и нижним пределами измерения, называется диапазоном измерений. От диапазона измерений следует отличать диапазон показаний, который охватывает область значений шкалы, ограниченную конечным и начальным значениями шкалы. Таким образом, диапазон измерений, охватывающий часть шкалы, в пределах которой измерения могут быть проведены с нормируемой погрешностью, более узок, чем диапазон показаний, охватывающий всю шкалу.

Выходной величиной измерительного прибора является изменение состояния отсчетного устройства, например положения стрелки стрелочного прибора.

Функция (уравнение) преобразования – функциональная зависимость между выходной величиной y и входной величиной x . Как и любая функция, функция преобразования может задаваться аналитически (уравнением), таблично или графически. В аналитическую функцию преобразования обычно входят конструктивные параметры прибора или преобразователя и поэтому она используется при расчете и проектировании. Функция преобразования реального преобразователя определяется экспериментально. В ходе опыта определяется зависимость выходной величины от входной. Для упрощения анализа полученной функции по табличным данным строится график.

Обычно желательно, чтобы функция преобразования была линейной.

Чувствительность – это отношение изменения выходной величины измерительного прибора или измерительного преобразователя к вызвавшему её изменению входной величины. Чувствительность определяется выражением

$$S = dy/dx \tag{1.3.1}$$

и может быть определена при любом способе задания функции преобразования.

В важном частном случае, когда выходная величина изменяется пропорционально входной, $S=y/x$, где y - значение выходной величины, соответствующее входной величине x . При нелинейной функции преобразования чувствительность зависит от значения входной величины.

Для прибора или преобразователя может определяться абсолютная, относительная и приведенная погрешности.

Абсолютная погрешность прибора в данной точке диапазона измерения равна

$$\Delta = x_{\Pi} - x, \quad (1.3.2)$$

где x_{Π} – показание прибора; x — истинное значение измеряемой величины. Однако в связи с тем, что истинное значение неизвестно, на практике вместо него используется действительное значение $x_{\text{д}}$. В качестве $x_{\text{д}}$ принимают показания более точного, образцового прибора.

Абсолютная погрешность прибора выражается в тех же единицах, что и измеряемая величина.

Относительная погрешность прибора равна отношению абсолютной погрешности к истинному значению измеряемой величины и обычно выражается в процентах:

$$\delta = (\Delta/x) \cdot 100 = [(x_{\Pi} - x)/x] \cdot 100. \quad (1.3.3)$$

Приведенная погрешность прибора γ также выражается в процентах и равна отношению абсолютной погрешности к нормирующему значению x_N , которое принимается равным верхнему пределу измерений (если нулевая отметка находится на краю или вне шкалы) или диапазону измерения (если нулевая отметка находится внутри диапазона измерений), %:

$$\gamma = (\Delta/x_N) \cdot 100 = [(x_{\Pi} - x)/x_N] \cdot 100. \quad (1.3.4)$$

Значения абсолютной, относительной и приведенной погрешностей используются для нормирования погрешности приборов.

Абсолютную погрешность измерительного преобразователя невозможно определить по выражению (1.15), поскольку входная и выходная величины могут иметь различную физическую природу, а также вследствие того что часто отсутствует образцовый измерительный преобразователь, по которому можно было бы проверить рабочий преобразователь. Различают номинальную функцию преобразования измерительного преобразователя $y_{\text{ном}} = f_{\text{ном}}(x)$, которую он должен иметь согласно государственным стандартам, техническим условиям или другим нормативным документам, и реальную $y = f(x)$, которую он имеет в действительности. Разность значений действительной и номинальной функций преобразования при одном и том же значении входной величины определяет абсолютную погрешность преобразователя по выходу:

$$\Delta y = y - y_{\text{ном}} \quad (1.3.5)$$

Погрешность создается преобразователем. Однако часто бывает полезно знать значение входного сигнала, соответствующего погрешности преобразователя. Абсолютным значением погрешности преобразователя по входу называется разность

$$\Delta x = x_{\text{ном}} - x, \quad (1.3.6)$$

где x – истинное значение входной величины; $x_{\text{ном}}$ – значение входной величины, определяемое по номинальной функции преобразования

$y_{ном} = f_{ном}(x)$, при значении выходной величины $y_{ном}$, соответствующей истинному значению x .

Относительные погрешности по выходу и входу определяются соответственно равенствами

$$\delta_y = \Delta y / y \quad (1.3.7)$$

и

$$\delta_x = \Delta x / x. \quad (1.3.8)$$

Приведенные погрешности по выходу и входу

$$\gamma_y = \Delta y / (y_{max} - y_{min}) \quad (1.3.9)$$

и

$$\gamma_x = \Delta x / (x_{max} - x_{min}),$$

где x_{max} и y_{max} – максимальные значения входной и выходной величин, а x_{min} и y_{min} – их минимальные значения.

Очевидно, при пропорциональной* функции преобразования $y = Sx$ значения относительных погрешностей, так же как и приведенных погрешностей по входу и выходу совпадают.

В технике часто используются преобразователи с линейной функцией преобразования

$$y = Sx + y_0, \quad (1.3.10)$$

где S — чувствительность преобразователя; y_0 – значение выходной величины при нулевом значении входной.

Отклонение такой функции преобразования от номинальной может быть вызвано отклонением y_0 и отклонением чувствительности S . Погрешность, обусловленная неноминальным значением выходной величины при нулевом значении входной y_0 , называется аддитивной. Погрешность, обусловленная неноминальным значением чувствительности S , называется мультипликативной.

Аддитивная погрешность не зависит от входной величины. При изменении y_0 вследствие каких-либо причин график функции преобра-

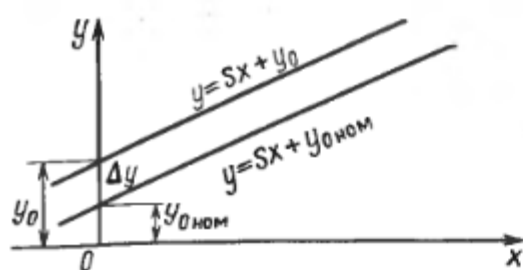


Рис. 1.3.1

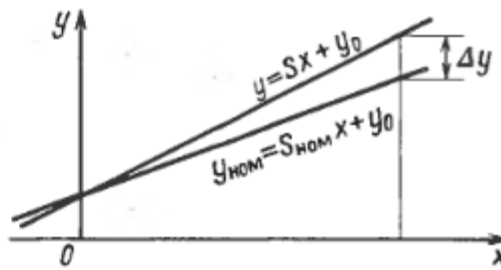


Рис. 1.3.2

зования перемещается параллельно самому себе (рис. 1.3.1). Значение этой погрешности

$$\Delta y = \Delta y_0 = y_0 - y_{0ном}, \quad (1.3.11)$$

где $y_{0ном}$ – номинальное значение y_0 .

При мультипликативной погрешности наклон прямой, графически отображающий функцию преобразования, отличается от наклона при номинальной функции преобразования (рис. 1.3.1). При этом абсолютная погрешность $\Delta y = y - y_{\text{ном}}$ зависит от входной величины x .

Действительно, пусть чувствительность изменилась на ΔS и стала равной $S = S_{\text{ном}} + \Delta S$, где $S_{\text{ном}}$ - номинальное ее значение. В этом случае абсолютная погрешность преобразователя

Хотя понятие пропорциональной функции преобразования в литературе обычно не выделяется, а входит в понятие линейной функции преобразования, на наш взгляд, такое выделение весьма полезно, поскольку свойства и характеристики преобразователя с пропорциональной функцией преобразования $y = Sx$ отличаются от свойств преобразователя, имеющего полную линейную функцию преобразования $y = y_0 + Sx$.

$$\Delta y = [(S_{\text{ном}} + \Delta S)x + y_0] - [S_{\text{ном}}x + y_0] = \Delta Sx, \quad (1.26)$$

т.е. абсолютная мультипликативная погрешность пропорциональна входной величине x .

Рассмотрим относительную мультипликативную погрешность при пропорциональной функции преобразования $y = S_{\text{ном}}x$:

$$\delta y = \Delta y / y = \Delta Sx / S_{\text{ном}}x = \Delta S / S_{\text{ном}} \quad (1.27)$$

Относительная мультипликативная погрешность равна относительному изменению чувствительности.

Погрешность измерительных средств зависит от условий проведения измерений. При этом различают основную и дополнительные погрешности. Основной погрешностью называется погрешность, существующая при так называемых нормальных условиях, которые указаны в нормативных документах, регламентирующих правила испытания и эксплуатации данного средства измерения. Например, под нормальными условиями могут пониматься: температура окружающей среды $(+20 \pm 2)^\circ\text{C}$; положение прибора горизонтальное с отклонением от горизонтального, не превышающем $\pm 2^\circ$; относительная влажность $(65 \pm 15)\%$; практическое отсутствие магнитных и электрических полей; частота питающей сети $(50 \pm 1)\text{Гц}$ и т.д.

Дополнительная погрешность возникает при отклонении условий испытания и эксплуатации средства измерения от нормальных. Она нормируется значением погрешности, вызванной отклонением одной из влияющих величин от ее нормального значения или выходом ее за пределы нормальной области значений. Например, приведенная погрешность прибора при нормальных условиях, т.е. в диапазоне температур $(+20 \pm 2)^\circ\text{C}$, не превышает 1%. Если температура лежит вне указанного диапазона, то погрешность может быть больше указанной. Например, приведенная дополнительная погрешность при изменении температуры на 10°C не должна превышать 1%.

Нормирование погрешности средств измерения производится по максимально допускаемым значениям основной и дополнительной погрешностей (ГОСТ 8.401-80). Погрешность средств измерения не должна превышать одного из перечисленных ниже пределов.

а) Если погрешность имеет аддитивный характер, то предел допускаемой абсолютной погрешности не должен превышать

$$\Delta_{max} = a. \quad (1.3.12)$$

б) Если погрешность имеет как аддитивную, так и мультипликативную составляющую, то предел допускаемой абсолютной погрешности не должен превышать

$$\Delta_{max} = (a + bx). \quad (1.3.13)$$

в) Если погрешность имеет мультипликативный характер, то предел допускаемой относительной погрешности не должен превышать

$$\delta_{max} = \Delta_{max}/x = c. \quad (1.3.14)$$

г) Если погрешность имеет как аддитивную, так и мультипликативную составляющие, то предел допускаемой относительной погрешности (в процентах) не должен превышать

$$\delta_{max} = \Delta_{max}/x = \pm [c + d(x_k/x - 1)], \quad (1.3.15)$$

где a , b , c и d - постоянные; x_k - конечное значение диапазона измерения. Из (1.3.15) следует, что при $x = 0$ предел абсолютной погрешности

$$\Delta_{max}(0) = \pm dx_k, \quad (1.3.16)$$

а при $x = x_k$

$$\Delta_{max}(x_k) = \pm cx_k. \quad (1.3.17)$$

д) Приведенная погрешность не должна превышать значения

$$(\delta_{пр})_{max} = \pm c. \quad (1.3.18)$$

При нормировании погрешности средства измерения постоянные a , b , c , d выбираются из следующего ряда чисел:

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

где $n = 1; 0; -1; -2$ и т.д.

Средствам измерения присваивается класс точности. Это обобщенная метрологическая характеристика, определяемая пределами допускаемых основной и дополнительных погрешностей, значения которых устанавливаются в стандартах на отдельные виды средств измерения. Класс точности обозначается числом, соответствующим нормированной основной погрешности средства измерения. Для случая (г) класс точности обозначается в виде дроби c/d , например: 0,1/0,05.

Класс точности стрелочных и самопишущих приборов, как правило, обозначается одним числом, равным максимально допускаемому значению

основной приведенной погрешности c , тогда как класс точности цифровых приборов, мостов и компенсаторов указывается в виде дроби c/d .

Конкретные ряды классов точности устанавливаются в стандартах на отдельные виды средств измерения.

Отдельными характеристиками погрешности являются вариации показаний прибора и порог чувствительности. Вариация показаний прибора – это наибольшая разность его показаний при одном и том же значении измеряемой величины. Основной ее причиной является трение в опорах подвижной части прибора. Вариацию определяют, сравнивая показания прибора, считанные один раз после установки требуемого значения измеряемой величины подходом снизу (со стороны меньших значений), а другой раз – подходом сверху (со стороны больших значений).

Порог чувствительности это изменение измеряемой величины, вызывающее наименьшее изменение показаний, различимое при нормальном для данного прибора способе отсчета.

Собственное потребление мощности прибором из цепи, в которой производится измерение, является важной характеристикой прибора. Оно приводит к изменению электрических параметров этой цепи и отрицательно влияет на точность измерения. Особенно сильно это проявляется при измерениях в маломощных цепях. В зависимости от устройства, конструкции и назначения прибора потребляемая им мощность может колебаться от 10^{-12} Вт до нескольких ватт.

Динамические характеристики. Описанные выше характеристики являются статическими, т.е. не зависящими от времени. Они, строго говоря, имеют смысл только в том случае, если параметры измерительного прибора (или другого средства измерения) и значение измеряемой величины остаются постоянными, а время измерения не ограничено. На практике, однако, эти условия часто не соблюдаются: измеряемая величина меняется по времени, измерение обычно нужно проводить за возможно более короткое время, параметры измерительного прибора только приближенно можно считать неизменными. Одновременный учет всех этих особенностей процесса измерения затруднителен. Имеется, однако, много случаев, когда о законе изменения входной величины за время измерения могут быть высказаны достаточно обоснованные предположения и когда средство измерения является линейной системой, т.е. может быть характеризовано линейным дифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами:

$$a_0 d^n y / dt^n + a_1 d^{n-1} y / dt^{n-1} + \dots + a_n y = x(t), \quad (1.3.19)$$

где a_0, a_1, \dots, a_n – постоянные коэффициенты.

Нередко можно считать, что до момента времени $t=0$ входная величина была постоянной и начала изменяться лишь при $t=0$. Если при этом отсчитывать значения входной величины от значения, которое она имела до $t=0$, то получим нулевые начальные условия. Такое рассмотрение упрощает определение реакции звена $y(t)$ на изменение входной величины. При

нулевых начальных условиях уравнение (1.35) в операторной форме имеет вид

$$(a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n) y(p) = x(p), \quad (1.3.20)$$

где $p = d/dt$ – оператор.

Передаточной функцией преобразователя называется отношение изображений по Лапласу выходной величины к входной:

$$K(p) = y(p)/x(p). \quad (1.3.21)$$

Зная передаточную функцию преобразователя, можно определить его реакцию $y(t)$ на заданное изменение измеряемой величины $x(t)$ и определить динамическую погрешность

$$\Delta y(t) = y(t) - y_{ст}, \quad (1.3.22)$$

где $y(t)$ – значение выходной величины измерительного средства в момент времени t ; $y_{ст}$ – значение выходной величины, заданное его статической функцией преобразования.

При анализе динамических характеристик используются следующие типовые входные воздействия.

1. Единичная функция. При таком воздействии входная величина равна 0 при $t < 0$ и единице при $t \geq 0$. При единичной функции переходной процесс преобразователя определяется соотношением

$$h(t) = L^{-1} [K(p)/p], \quad (1.3.23)$$

где L^{-1} – символ обратного преобразования Лапласа.

2. Гармоническая функция. При гармоническом изменении входной величины $x(t) = \text{Im}(X_m e^{-i\omega t})$, где X_m – амплитуда ее изменения; ω – ее круговая частота, выходная величина изменяется также гармонически: $y(t) = \text{Im}(Y_m e^{-i\omega t - \varphi(\omega)})$, где Y_m – амплитуда выходной величины. Отношение реакции преобразователя ко входному воздействию определяет частотную передаточную функцию (комплексную чувствительность

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{Y}(j\omega)/\underline{X}(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.3.24)$$

где $A(\omega)$ – модуль частотной передаточной функции; $\varphi(\omega)$ – сдвиг фаз между входной и выходной величинами.

Связь между частотной передаточной функцией и передаточной функцией выражается соотношением

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{K}(p) \text{ при } p = j\omega. \quad (1.3.25)$$

Зависимость модуля частотной передаточной функции от частоты $A(\omega)$ определяет амплитудно-частотную характеристику преобразователя; зависимость ее аргумента от частоты $\varphi(\omega)$ определяет фазо-частотную характеристику

К важным динамическим характеристикам приборов относится время установления показаний – промежуток времени, прошедший с момента подключения или изменения измеряемой величины до момента, когда

отклонение указателя от установившегося значения не превышает 1,5% длины шкалы. Для многих приборов это время не превышает 4 с. Временем установления показаний характеризуются показывающие приборы, имеющие указатель и шкалу. Для цифровых приборов указывается время измерения, отсчитываемое от начала измерения или изменения измеряемой величины, до получения результата на отсчетном устройстве с нормированной погрешностью

Обычно стремятся иметь приборы, обеспечивающие малые времена установления показаний (в случае цифровых приборов – малые времена измерения).

Надежность прибора – способность сохранять заданные характеристики при определенных условиях в течение заданного времени. Выход значения параметров и характеристик прибора за пределы нормы считается отказом. Отказ измерительного прибора может наступить, если его действительная погрешность станет больше ее нормирующего значения, определяемого классом точности.

Количественным показателем надежности является наработка на отказ – среднее время безотказной работы прибора. Нарботка на отказ является статистической величиной. Она устанавливается для данной серии приборов на основании выборочных испытаний небольшой их партии, входящих в эту серию.

Согласно ГОСТ 22261-82 приборы характеризуются также их механической и электрической прочностью, сопротивлением изоляции и некоторыми другими параметрами.

2. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

2.1. ДИНАМИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ТЕПЛОЙ ИНЕРЦИОННОСТЬЮ

Необходимость в решении задачи о тепловой инерционности чаще всего возникает в двух случаях, схематически изображенных на рис. 2.1.1. В первом случае (рис. 2.1.1, а) датчик, имеющий массу m и удельную теплоемкость c и находящийся в среде с постоянной температурой Θ_1 в некоторый момент времени t_1 включается в работу.

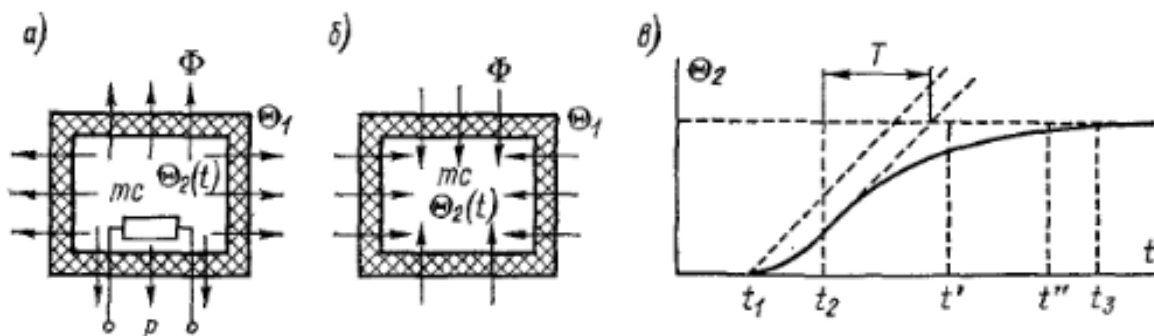


Рис.2.1.1

В результате этого внутри его начинает выделяться мощность P и температура датчика $\Theta_2(t)$ начинает нарастать, стремясь к некоторому установившемуся значению. Приближенное уравнение преобразования

$$P = \xi S (\Theta_2 - \Theta_1) + mc \frac{d(\Theta_2 - \Theta_1)}{dt},$$

или, приводя его к табличной форме, получим

$$P/(\xi S) = (\Theta_2 - \Theta_1) + \frac{mc}{\xi S} \frac{d(\Theta_2 - \Theta_1)}{dt},$$

где S — поверхность теплообмена, называемая также поверхностью охлаждения преобразователя; ξ — коэффициент теплоотдачи.

Приведенное уравнение соответствует уравнению аperiodического звена $PS_0 = (\Theta_2 - \Theta_1) + Td(\Theta_2 - \Theta_1)/dt$. Статическая чувствительность преобразователя $S_0 = (\Theta_2 - \Theta_1)/P = 1/(\xi S)$, постоянная времени

$$T = mc/(\xi S)$$

Во втором случае (рис. 2-1, б) прибор или датчик с массой m и теплоемкостью c , имеющий температуру Θ_2 , в момент времени t_1 помещается в среду с температурой Θ_1 и в результате теплообмена со средой его температура начинает стремиться к значению Θ_1 . Уравнение преобразования в этом случае

$$\Theta_1 = \Theta_2 + \frac{mc}{\xi S} \frac{d\Theta_2}{dt}$$

или в операторной форме $\Theta_2 = \Theta_1/(1 + Tp)$.

На рис. 2-1, б показана экспериментальная кривая переходного процесса теплового преобразователя. Отличие этой кривой от типовой кривой переходного процесса аperiodического преобразователя заключается

в том, что на участке $t_2 — t_1$ имеет место так называемый дорегулярный режим (не учтенный при выводе вышеприведенных уравнений), объясняемый тем, что за это время происходит перераспределение температур в толще самого тела и установление градиентов температуры, соответствующих однонаправленному тепловому потоку. На участке $t_3 — t_2$ протекает так называемый регулярный режим установления температуры, а после t_3 наступает установившийся режим теплового равновесия. В измерительных преобразователях дорегулярный режим чаще всего занимает относительно малое время, поэтому для оценки динамических свойств преобразователя применимы все расчетные соотношения, полученные для апериодического преобразователя.

Следует обратить внимание на то обстоятельство, что тепловая постоянная времени $T = mc / (\xi S)$ определяется полной теплоемкостью преобразователя и условиями его теплообмена с окружающей средой, поэтому один и тот же преобразователь имеет разные постоянные времени в зависимости от условий теплообмена.

Для расчета постоянной времени необходимо найти общую теплоемкость деталей прибора или датчика, что может быть выполнено весьма приближенно. Так, для всех тяжелых металлов (медь, латунь, железо) можно принимать $c = 400$ Дж/(кг·К), для более легких материалов (алюминий, фарфор, слюда) $c = 800$ Дж/(кг·К), а для органических материалов (текстолит, гетинакс, оргстекло) $c = 1300$ Дж/(кг·К).

Коэффициент теплоотдачи зависит от среды, в которой находится преобразователь, от состояния его поверхности, от конвекции газа или жидкости вокруг него (см. § 11-1) и лишь приближенно поддается расчету. Ниже приведены экспериментально полученные значения g в ваттах на квадратный метр-кельвин для некоторых типичных деталей:

Одиночная деталь (резистор, транзистор, конденсатор) и одиночная плата из изоляционного материала с тепловыделяющими деталями, расположенная вертикально.....	15
Несколько близко расположенных вертикальных плат	11 — 12,5
Несколько близко расположенных горизонтальных плат (за поверхность охлаждения принимается поверхность, огибающая снаружи всю группу плат).....	6—7
Одиночная металлическая пластина (шунт с тонкими наконечниками, пластина радиатора охлаждения).....	18—20
Катушка в узком зазоре железного сердечника.....	30

По приведенным формулам может производиться расчет установившегося перегрева не только отдельных деталей по отношению к температуре воздуха внутри корпуса прибора, но и прибора в целом по отношению к температуре окружающего воздуха. В этом случае коэффициент теплоотдачи зависит от типа корпуса прибора и расположения тепловыделяющих элементов внутри корпуса. Примерные значения ξ для этих случаев приведены в табл. 2-1.

Таблица 2.1.1

Тип корпуса	Коэффициент теплоотдачи ξ , Вт/(м ² · К), при расположении тепловыделяющего элемента		
	у дна корпуса	у боковой стенки	у верхней стенки
Металлический серый корпус без вентиляционных отверстий, с толщиной стенок 1 мм	10	14	14
Пластмассовый черный корпус без вентиляционных отверстий, с толщиной стенок 3 мм	4	8	10

Постоянные времена преобразователей или приборов, имеющих массу 1—3 кг, составляют 20—30 мин. Постоянные времена промышленных термометров 3—6 мин. Минимальные постоянные времена имеют преобразователи, выполненные в виде отрезка тонкой проволоки, находящейся в непосредственном контакте со средой. Для тела цилиндрической формы с диаметром d , длиной l и плотностью ρ

$$T = \frac{\rho l c \pi d^2 / 2}{\pi d l \xi} = \rho c d / (2\xi).$$

Произведение $\rho b = k$ для самых разнообразных твердых веществ изменяется в весьма небольших пределах: от $1,4 \cdot 10^6$ Дж/(м³К) для органических веществ до $3,5 \cdot 10^6$ Дж/(м³К) для металлов, поэтому уменьшение $T = kd/\xi$ возможно только путем уменьшения диаметра d и увеличения коэффициента теплоотдачи ξ .

Уменьшение постоянной времени за счет уменьшения диаметра тела преобразователя весьма ограничено, так как металлическая нить диаметром $d = 25$ мкм в спокойном воздухе имеет постоянную времени около 0,8 с. Значительно большие возможности открывает принудительный обдув преобразователя потоком воздуха. Коэффициенты теплоотдачи ξ (подробнее см. § 11-1) и значения постоянных времени T для вольфрамовой проволоки при $d = 25$ мкм и $\Theta = 200$ °С для скоростей потока воздуха 10 и 100 м/с составляют соответственно 1250 и 3160 Вт/(м² · К) и 13 и 5,2 мс.

2.2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПНЕВМАТИЧЕСКИХ И ГИДРАВЛИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

При расчетах пневматических и гидравлических систем используются их электрические аналоги. Гидродинамическое сопротивление некоторого участка равно отношению постоянного перепада давления ΔP на этом участке к потоку (секундному объемному расходу) вещества Q , т. е. $R = \Delta P / Q$,

и измеряется в ньютонах-секундах на метр в пятой степени ($\text{Н}\cdot\text{с}/\text{м}^5$). Гидродинамическая индуктивность $L = \Delta P/(dQ/dt)$ выражается отношением массы вещества m к квадрату площади S сечения, через которое вещество протекает: $L \text{ м}/\text{С}^2$, измеряется в килограммах на метр в четвертой степени ($\text{кг}/\text{м}^4$). Гидродинамическая емкость некоторого объема равна отношению потока Q , притекающего в этот объем, к вызванной этим потоком скорости изменения давления $C = Q/(dQ/dt)$ и измеряется в метрах в пятой степени на ньютон ($\text{м}^5/\text{Н}$).

Рассмотрим выражения сопротивления, емкости и индуктивности для некоторых пневматических элементов, наиболее часто встречающихся в измерительных системах.

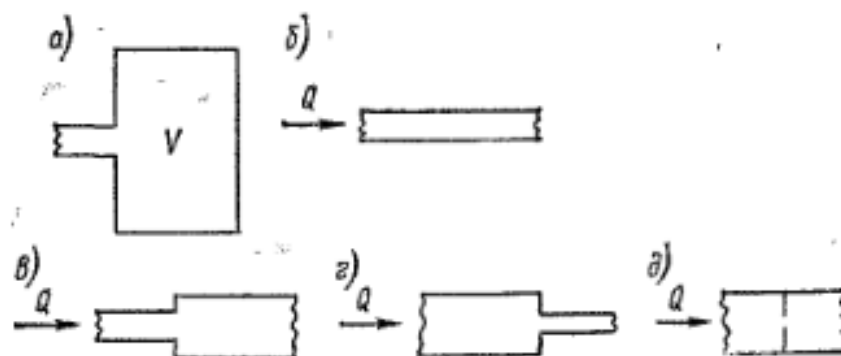


Рис.2.2.1

1. Сосуд объемом V , заполненный газом (рис. 2.2.1, а). Емкость C , являющаяся электрическим аналогом объема сосуда, при отсутствии теплообмена с окружающей средой (адиабатный процесс) определяется формулой $C = V/(\gamma P) = V/(\rho c^2)$, где P — абсолютное давление в сосуде; $\gamma = C_p/C_v$ — отношение теплоемкостей при постоянном давлении и при постоянном объеме; ρ — плотность газа; c — скорость звука.

При теплообмене между стенками сосуда и окружающей средой, обеспечивающем постоянную температуру во всем объеме сосуда (изотермический процесс), гидродинамическая емкость определяется формулой $C_0 = V/P$. Очевидно, что изотермический процесс будет иметь место только при очень медленном изменении давления, т. е. на низких частотах. Для воздуха граничная частота, ниже которой следует использовать формулу для C_0 , определяется из выражения $f_{гр} = 25 \cdot 10^{-8} A^2/V^2$, где A — поверхность сосуда объемом V ; в частности, для кубика с ребром $l = 0,01\text{ м}$ $f_{гр} = 0,16$ Гц.

2. Трубка длиной l с поперечным сечением S (рис. 2.2.1, б).

$$R = \frac{32\mu}{d^2} \frac{l}{S} = \frac{40,8\mu l}{d^4}$$

Гидродинамическое сопротивление круглой трубки

где μ —динамическая вязкость, Па·с. Гидродинамическая индуктивность $L = \rho l/S$. Емкость канала при частотах выше граничной $C = V/(\rho c^2)$, т. е. для круглой трубки $C = \pi d^2 l/(4 \rho c^2)$.

3. «Местные сопротивления» — расширение или сужение потока, отверстие в стенке (рис. 2.2.1, в, г, д). Отличительной особенностью этих сопротивлений является их зависимость от абсолютного значения потока Q . Местное сопротивление определяется по формуле $R = bQ$. Для наиболее простых случаев коэффициент b равен:

а) при внезапном расширении потока ($S_2 > S_1$ — рис. 2.2.1, в)
 $b = 0,5 (1 - S_1/S_2) \rho/(2S_2^2)$;

б) при внезапном сужении потока ($S_1 > S_2$ — рис. 2.2.1, г)

$$b = 0,5 (1 - S_2/S_1) \rho/(2S_1^2)$$

в) при малом отверстии с сечением f в тонкой стенке (рис. 2.2.1, д)

$$b = 2,5\rho/(2f^2)$$

Для переменной составляющей потока местное сопротивление $R_{\text{л}} = 0,87bQ_m$, где Q_m — амплитуда составляющей потока основной частоты.

Амплитуда потока определяется формулой $Q_m = \omega C (P_{\text{вых}})_m$, где ω — частота пульсаций потока; C — емкость системы, находящейся за местным сопротивлением; $(P_{\text{вых}})_m$ — амплитуда пульсирующего давления за местным сопротивлением.

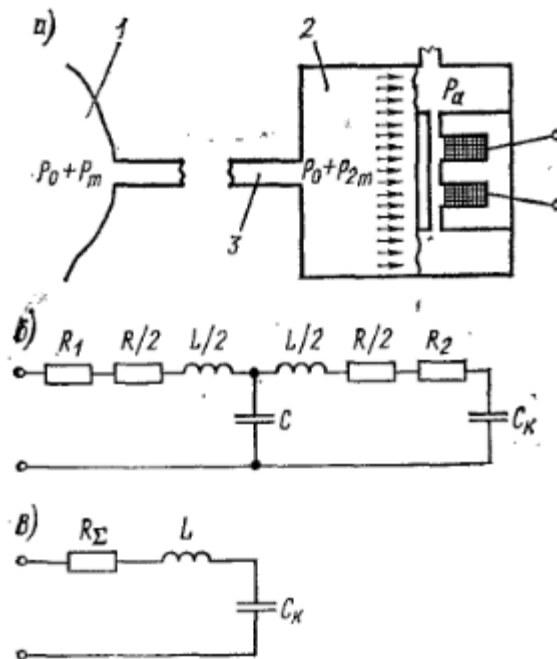


Рис.2.2.2

Приведенными формулами можно пользоваться с весьма существенными ограничениями:

1. Эквивалентные схемы с сосредоточенными параметрами могут быть использованы только для линий, длина которых существенно меньше длины волны λ , а именно $l_{\text{л}} < 0,1 \lambda$. Длины акустических волн относительно невелики, поэтому необходимо оценить соотношение $l_{\text{л}}/\lambda$. В частности, при

атмосферном давлении и частоте пульсации 100 Гц длина волны в воздухе составляет $\lambda = V/f = 3$ м, и, следовательно, приведенные формулы могут быть использованы для расчета лишь при длине канала, меньшей 0,3 м.

2. Приведенные формулы можно применять только в том случае, если амплитуда переменной составляющей пульсирующего давления не превышает 10—20% постоянной составляющей, т. е. $P_m \ll (0,1 \div 0,2) P$.

3. Формулы для гидродинамических сопротивлений позволяют рассчитывать значения сопротивлений с достаточной точностью лишь при отношении длины канала к диаметру не менее 25—50, при более коротких каналах значения сопротивлений определяются профилем распределения скоростей потока в канале. При коротких каналах для приближенной оценки вносимой инерционности определяется лишь собственная частота системы $\omega_0 = \sqrt{1/(LC)}$.

Определение инерционности, вносимой каналами передачи давления от объекта измерения к измерительному преобразователю, рассмотрим на примере.

Пример 1. Схематическая конструкция датчика избыточного давления изображена на рис. 2-3, а. Датчик предназначен для измерения пульсирующего давления воздуха в камере 1, постоянная составляющая давления $P_0 = 10^6$ Па, амплитуда переменной составляющей давления $P_m = 10^5$ Па. Диаметр подмембранной камеры $2 D = 30$ мм, высота ее $h = 10$ мм. Длина и диаметр подводящей трубки $3 l = 0,1$ м и $d = 4$ мм.

Определить частотную характеристику канала передачи давления в диапазоне частот 0—200 Гц.

Эквивалентная схема пневматической системы показана на рис. 2-3, б, где R_1 — местное сопротивление входа в канал; R — сопротивление канала; L — индуктивность канала; C — емкость канала; R_2 — местное сопротивление выхода из канала; C_k — емкость подмембранной камеры.

Принимая плотность воздуха $\rho = 1,25$ кг/м³, вязкость $\mu = 2 \cdot 10^{-5}$ Па·с, отношение теплоемкостей $\gamma = 1,4$, рассчитаем соответствующие параметры: емкость камеры

$$C_k = \frac{V}{\gamma P} = \frac{(\pi \cdot 30^2/4) 10 \cdot 10^{-9}}{1,4 \cdot 10^6} = 5 \cdot 10^{-12} \text{ м}^5/\text{Н};$$

емкость канала

$$C = \frac{V}{\gamma P} = \frac{(\pi \cdot 4^2/4) 0,1 \cdot 10^{-6}}{1,4 \cdot 10^6} = 0,88 \cdot 10^{-12} \text{ м}^5/\text{Н};$$

индуктивность канала

$$L = \frac{\rho l}{S} = \frac{1,25 \cdot 0,1}{(\pi \cdot 4^2/4) 10^{-6}} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ кг/м}^4;$$

сопротивление канала

$$R = \frac{40,8\mu l}{d^3} = \frac{40,8 \cdot 2 \cdot 10^{-5} \cdot 0,1}{4^3 \cdot 10^{-12}} = 0,31 \cdot 10^6 \text{ Н} \cdot \text{с/м}^5;$$

местное сопротивление

$$R_1 = \frac{0,5\rho}{2(\pi d^2/4)^2} 0,87\omega C P_m = \frac{0,5 \cdot 1,25}{2(\pi \cdot 4^2/4)^2 \cdot 10^{-12}} \times \\ \times 0,87 \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-12} 2\pi f = 0,5 \cdot 10^4 f \text{ Н} \cdot \text{с}/\text{м}^5.$$

Сопротивление $R_2 \approx R_1$.

Из расчетов видно, что емкостью канала C можно пренебречь и упростить эквивалентную схему так, как показано на рис. 2-3, в. Передаточная функция канала передачи давления определяется формулой

$$\frac{P_2(p)}{P_1(p)} = \frac{1/(pC_k)}{1/(pC_k) + R_\Sigma + pL} = \frac{1}{1 + pC_k R_\Sigma + p^2 C_k L}.$$

Амплитудно-частотная характеристика канала определяется из формулы

$$P_{2m} = P_{1m} \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 C_k L)^2 + \omega^2 (C_k R_\Sigma)^2}}.$$

Отсюда, например, на частоте 200 Гц давление $P_{гг}$ составляет

$$P_{2m} = \frac{P_{1m}}{\sqrt{(1 - 4\pi^2 \cdot 200^2 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot 10^4)^2 + 4\pi^2 \cdot 200^2 \cdot 25 \cdot 10^{-24} (0,31 \cdot 10^6 + 200 \cdot 10^4)^2}} \\ = P_{1m} \frac{1}{\sqrt{(1 - 0,08)^2 + 0,0004}} \approx 1,09 P_{1m}.$$

Пример 2. Оценим динамические свойства тензорезистивного датчика давления (рис. 2-4), представляющего собой закрепленную в титановую втулку 1 сапфировую мембрану с выращенными на ней кремниевыми тензорезисторами (см. § 5-5). Давление подается в подмембранную камеру через штуцер 2, который служит и для крепления датчика к объекту измерения. В качестве дополнительного элемента крепления может быть использован угольник 3.

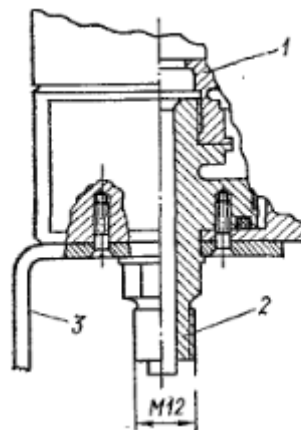


Рис.2.2.3

Динамическая чувствительность датчика может быть определена как

$$S(p) = S_1(p) S_2(p) K_3 S_4(p),$$

где $S_1(p)$ — коэффициент преобразования измеряемого давления $P_{изм}$ в давление в подмембранной камере P_x ; $S_2(p)$ — коэффициент преобразования давления P_x в деформацию мембраны; K_3 — коэффициент преобразования деформации ϵ в напряжение на выходе тензомоста и $S_4(p)$ — коэффициент усиления усилителя, размещаемого в верхней части корпуса датчика.

Частота собственных колебаний мембраны при толщине 2,25 мм и диаметре 12 мм составляет 33 кГц. Полоса пропускания усилителя, очевидно, может быть значительно выше. Таким образом, видимо, наиболее инерционным является капал передачи давления.

Пусть длина штуцера $l_{тр} = 55$ мм, диаметр канала $d = 4$ мм, объем подмембранной камеры $V = 480$ мм³.

Собственная частота канала

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ где } C = C_k + C_{тр} = \frac{V_0}{\rho c^2} + \frac{S_{тр} l_{тр, экв}}{\rho c^2};$$

$$L = L_{тр} = \rho \frac{l_{тр, экв}}{S_{тр}}; \text{ с — скорость звука в газе; } \rho \text{ — плотность газа; } S_{тр} = \pi d^2/4 \text{ — сечение трубки; } l_{тр, экв} \text{ — эквивалентная длина трубки.}$$

Таким образом, собственная частота канала

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{c}{\sqrt{k l_{тр} (k l_{тр} + V/S_{тр})}}.$$

В том случае, если объём камеры относительно велик, т.е. $V/S_{тр} \gg l_{тр}$, то коэффициент $k=1$; если $V/S_{тр} < l_{тр}$, то собственная частота трубки $f_{тр} = c/(4l_{тр})$, т.е. коэффициент $k=2/\pi$. В данном случае $V/S_{тр} = 40$ мм, $l_{тр} = 55$ мм. Таким образом, коэффициент k лежит в диапазоне $k = 1 \div 0,65$, приближенно можно считать $k = 0,8$. При давлении $P = 10^5$ Па скорость звука в воздухе $c = 334$ м/с и собственная частота

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{334}{\sqrt{0,8 \cdot 55 (0,8 \cdot 55 + 40) 10^{-6}}} = 870 \text{ Гц.}$$

Таким образом, датчик может быть использован для измерения переменной составляющей пульсирующих давлений при частоте пульсаций, значительно меньшей 900 Гц. Погрешность измерения переменной составляющей $\gamma_f \approx (f/870)^2$.

2.3. РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МЕХАНИЧЕСКИХ И АКУСТИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ И РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Для построения частотной характеристики колебательного звена второго порядка необходимо и достаточно знать собственную частоту ω_0 (или соответствующий ей период T_0) и коэффициент, характеризующий потери энергии в системе. В практических расчетах измерительных преобразователей потери энергии обычно характеризуются степенью успокоения r или добротностью Q . Однако встречаются и другие показатели потерь: d — затухание контура, δ — декремент затухающих колебаний, h — коэффициент затухания, c^{-1} . Все перечисленные показатели однозначно связаны между собой, и их соотношения имеют вид

$$\beta = 1/(2Q) = d/2 = \delta/\omega_0 = h/(2\omega_0); \quad Q = 1/(2\beta) = \omega_0/(2\delta) = \omega_0/h.$$

Значения Q или p , как правило, не поддаются точному расчету, однако они сохраняются постоянными для однотипных систем и поэтому могут быть установлены заранее на основе предыдущего опыта. Так, известно, что добротность электрических LC-контуров на низких звуковых частотах (50—500 Гц) составляет 10, а для высокочастотных контуров (на радиочастотах) не превосходит 200.

Внутреннее трение в металлах ограничивает степень успокоения механических резонансных систем (не имеющих специальных успокоителей) обычно значениями $\beta = 0,06 \div 0,04$, а их добротность, следовательно, составляет $Q = 8 \div 12$.

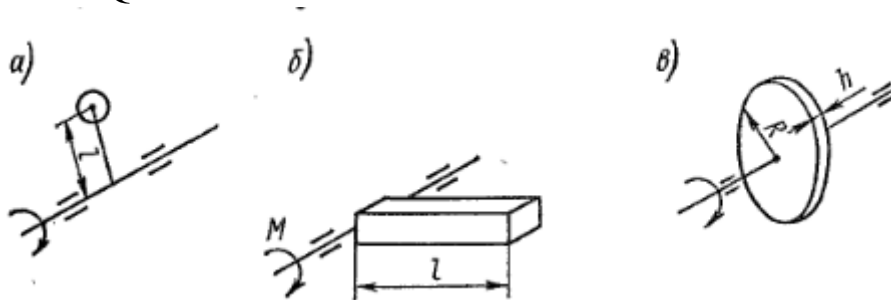


Рис.2.3.1

Значения собственной частоты механических систем, наоборот, могут быть весьма разнообразны (например, отдачи герца до 50 кГц) и поэтому всегда должны рассчитываться. Основными формулами для расчета собственной частоты при поступательном движении являются

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mn}}; f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{m}},$$

а при вращательном движении

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{M}{J}},$$

где m — масса системы, кг; W — жесткость, Н/м; n — податливость, м/Н; M — удельный устанавливающий момент, Н·м (на 1 радиан); J — момент инерции, кг·м².

Момент инерции J для конструкций, совершающих крутильные колебания и представленных на рис. 2-5, а, б, в, определяется следующими соотношениями: $J = ml^2$; $J = m(l/\sqrt{3})^2$; $J = m(R/\sqrt{2})^2$. Вопросы расчета податливостей и жесткостей упругих элементов различных видов подробно рассмотрены ниже, в главе четвертой.

Расчет собственной частоты звена с сосредоточенными параметрами покажем на примере расчета собственной частоты акселерометра с тензорезисторами (рис. 2.3.1 а). Представляя упругий элемент акселерометра как балку длиной l , шириной b и толщиной h , определим ее податливость как

$$n = \frac{4l^3}{Ebh^3} \quad \text{собственную частоту как} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mn}} = \frac{1}{4\pi} \frac{h}{l} \sqrt{\frac{Ebh}{ml}}.$$

Однако подобный расчет является весьма приближенным. Фактором, который может вызвать отклонение частотной характеристики датчика от

рассчитанной, является неучтенная податливость в месте заделки неподвижного конца упругого элемента в основание. Если изобразить механическую схему датчика с учетом этой податливости n_d , как это показано на рис. 2.3.1, б, то становится ясно, что податливости n и n_d суммируются и собственная частота оказывается ниже рассчитанной. Вторым фактором, вызывающим отклонение собственной частоты от рассчитанной, является то обстоятельство, что в любой реальной конструкции упругий элемент и закрепленная на нем масса имеют конечные размеры. Рассматривая систему с сосредоточенными параметрами, предполагаем, что упругий элемент — балка — имеет пренебрежимо малую массу по сравнению с массой m , а масса m имеет пренебрежимо малые размеры по сравнению с размерами балки, т. е. является материальной точкой.

Отступление от этих условий приводит к весьма существенному изменению частотной характеристики, так как в системе появляются резонансы на двух частотах (рис. 2.3.1, в) и частота первого из них оказывается ниже рассчитанной выше. В частности, если инерционную массу представить в виде цилиндра радиусом $R = l\sqrt{2/3} \approx 0,82l$, где l — длина балки, то частота $\omega_{1p} = 0,73\omega_0$, а $\omega_{2p} = 2,7\omega_0$.

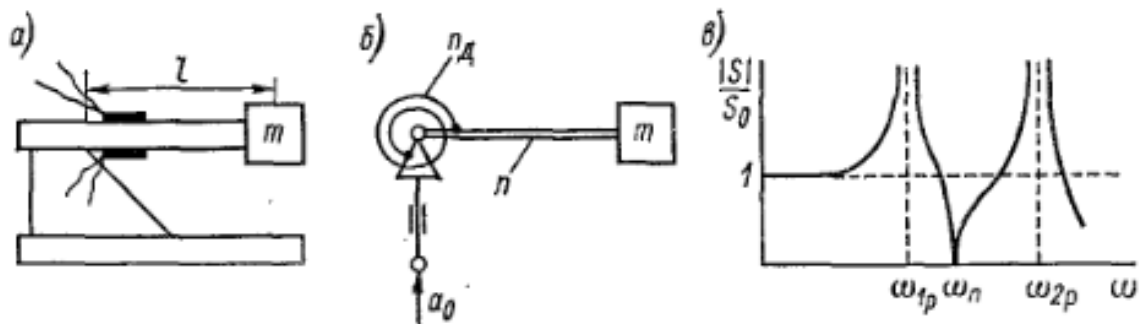


Рис.2.3.2

Собственная частота столба газа, заключенного в трубе с жесткими стенками и представляющего собой резонатор с равномерно распределенной по длине l массой и жесткостью, определяется скоростью распространения возмущения, т. е. скоростью звука в среде, заполняющей резонатор, и длиной последнего.

Скорость звука в газе определяется соотношением

$$c = \sqrt{R\Theta\gamma/M} = \sqrt{\gamma P/\rho},$$

где R — универсальная газовая постоянная, равная 8,314 Дж/(моль·К); Θ — абсолютная температура, К; $\gamma = c_p/c_v$ — отношение теплоемкостей при постоянном давлении и постоянном объеме; M — молекулярная масса газа; P — давление газа, Па; ρ — плотность газа, кг/м³.

Акустический резонанс наступает на такой частоте, при которой звуковая волна за период T_0 успевает пройти длину l в одном направлении, отразиться от противоположной стенки и пройти длину l в обратном направлении. При

распространении волны со скоростью c на это требуется время $T_0 = 2l/c$. Отсюда собственная частота такого резонатора

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = \frac{c}{2l} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{R\Theta\gamma}{M}} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\gamma P}{S}}.$$

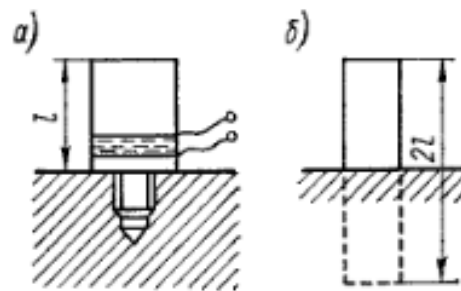


Рис.2.3.3

Собственная частота продольных колебаний стержня, подвешенного теоретически в пространстве за центр тяжести или столба жидкости в трубчатом резонаторе как системы с равномерно распределенными по длине параметрами определяется аналогичным образом и равна $f_0 = c/(2l)$, где c – скорость звука в стержне или жидкости; l — длина стержня или столба жидкости.

Собственная частота стержня, заделанного одним концом в тело с бесконечно большой массой, например пьезоэлектрического акселерометра, схематически представленного на рис.2.3.3, а, находится аналогично. Для приведения этой задачи к предыдущей реальной, заделанный одним концом стержень длиной l мысленно дополним его зеркальным изображением, как это показано на рис.2.3.3,б. Для такого закрепленного в центре тяжести стержня длиной $2l$ собственная частота в соответствии с приведенной выше формулой равна $f_0 = c/(4l)$.

Приближенный расчет сложных колебательных систем удобно производить путем замены их отдельных элементов с распределенными параметрами эквивалентными им по значению собственной частоты элементами с сосредоточенными параметрами. Покажем возможность такой замены на примере заделанного стержня.

Скорость звука в твердом теле $c = \sqrt{E/\rho}$, где E — модуль упругости материала тела, Н/м²; ρ — плотность материала, кг/м³. Отсюда для свободно подвешенного стержня длиной l

$$f_0 = \frac{c}{2l} = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{E}{\rho}},$$

а для стержня, заделанного одним концом в тело с бесконечной массой,

$$f_0 = \frac{c}{4l} = \frac{1}{4l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}.$$

Полная масса такого стержня длиной l площадью S и плотностью материала ρ равна $m = Sl\rho$. Изменение δ его длины l под действием силы F равно $\delta = l\sigma/E = lF/(SE)$. Отсюда полная податливость стержня $n = \sigma/F = l/(SE)$. Поэтому собственная частота системы, которая имела бы массу m ,

равную массе заделанного стержня, и податливость n , также равную податливости этого стержня, была бы равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mn}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{SE}{Slpl}} = \frac{1}{2\pi l} \sqrt{\frac{E}{\rho}}.$$

Отсюда действительное значение собственной частоты заделанного стержня может быть выражено через его полную массу m и податливость n как

$$f_0 = \frac{\pi}{2} f'_0 = \frac{\pi}{2} \frac{1}{2\pi \sqrt{mn}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{4}{\pi^2} mn}} \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{0,405mn}}.$$

Различие частот f_0 и f'_0 обусловлено тем, что нижний торец стержня (рис. 2-7) не совершает колебаний и поэтому в колебаниях участвует не вся масса стержня, а лишь некоторая ее часть. Отсюда произведение $0,4m$, входящее в формулу для f_0 , можно трактовать как некоторую эквивалентную массу $m_{\text{эКВ}} = 0,4m$, используя значение которой, собственную частоту стержня можно определить по обычной формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{\text{эКВ}} n}}.$$

Аналогично этому можно говорить и об эквивалентной податливости $n_{\text{эКВ}} = 0,4n$, ибо верхний конец стержня (рис.2.3.3, а) не испытывает при колебаниях сжатия и растяжения, в которых участвует лишь нижняя часть стержня. С использованием значения $n_{\text{эКВ}}$ собственная частота равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mn_{\text{эКВ}}}}.$$

Поэтому в общем виде можно считать, что собственная частота всегда может быть найдена как

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{\text{эКВ}} n_{\text{эКВ}}}},$$

но в первом случае $m_{\text{эКВ}} = 0,4m$, а $n_{\text{эКВ}} = n$, а во втором $m_{\text{эКВ}} = m$, а $n_{\text{эКВ}} = 0,4n$.

Подобные эквивалентные параметры могут быть найдены и для других колебательных систем. Например, для мембраны на рис.2.3.3, а, заделанной по контуру (если в качестве $n_{\text{эКВ}}$ принять податливость ее центра), $m_{\text{эКВ}} = 0,32m$. Для балки, лежащей на двух шарнирных опорах, $m_{\text{эКВ}} = 0,485m$, а при заделанных концах $m_{\text{эКВ}} = 0,371m$ при расчете их податливости для центра балки. Для консольной балки постоянного сечения $m_{\text{эКВ}} = 0,236m$, а для балки равного сопротивления $m_{\text{эКВ}} = 0,067m$ при использовании в расчете податливости свободного конца балки. Для натянутой ленты (см. рис.2.3.3, в) при использовании податливости от силы по ее центру, как и для стержня, $m_{\text{эКВ}} = (4/\pi^2)m = 0,405m$.

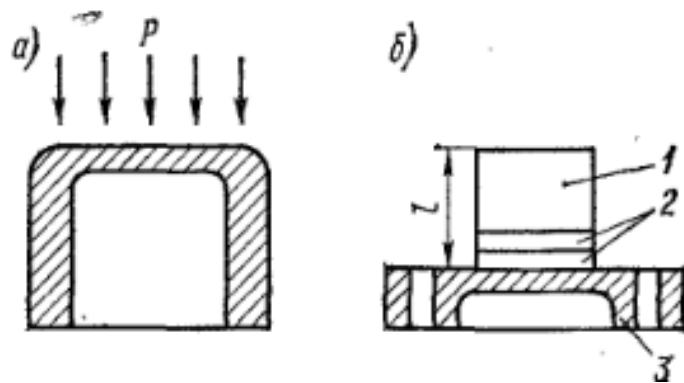


Рис.2.3.4

Такая эквивалентная замена позволяет достаточно просто получить расчетные формулы для собственной частоты разнообразных и достаточно сложных конструкций преобразователей. Так, например, преобразователь пьезоэлектрического акселерометра (рис. 2.3.4, б) состоит из инерционной массы 1, пластин пьезокерамики 2 и основания 5, соединенных между собой клеем или пайкой. Благодаря тому, что модуль упругости керамики близок к модулю металлов, детали 1 и 2 можно рассматривать как единый стержень длиной l с эквивалентной массой, равной массе стержня $m_{ст}$, и эквивалентной податливостью, равной $0,4$ податливости всего стержня $n_{ст}$. Основание 3 можно рассматривать как мембрану, заделанную по контуру и нагруженную в центре массой стержня.

Так как в колебаниях всей системы масса стержня участвует полностью, а масса мембраны — лишь частично, то эквивалентная масса всей системы $m_{экр} = m_{ст} + 0,32m_{осн}$. Податливость же мембраны, наоборот, используется полностью, в то время как податливость стержня участвует лишь частично. Поэтому эквивалентная податливость системы $n_{экр} = n_{осн} + 0,4n_{ст}$. Отсюда собственная частота всей системы равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{экр} n_{экр}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(m_{ст} + 0,32m_{осн}) (n_{осн} + 0,4n_{ст})}}$$

2.4. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МЕХАНО-ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В измерительной технике часто используются такие преобразователи, частотные характеристики которых определяются частично электрическими, а частично механическими (или акустическими) параметрами. В подобных случаях удобнее все параметры привести к какому-то единому (лучше электрическому) виду и весь преобразователь изобразить в виде некоторой эквивалентной (т. е. обладающей теми же частотными свойствами) электрической цепи, которая отразила бы как электрические, так и механические элементы. Это может быть достигнуто методом, который получил название метода эквивалентных схем или электрических схем замещения и основывается на общности дифференциальных уравнений электрических и механических систем.

На рис. 2-9 показаны механическая колебательная система и ее электрический аналог в виде последовательного и параллельного контуров.

Дифференциальное уравнение механической системы может быть записано в виде

или в виде

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + P \frac{dx}{dt} + nx = F \quad (2.4.1)$$

или в виде

$$m \frac{dv}{dt} + Pv + n \int v dt = F, \quad (2.4.2)$$

где F — приложенная сила; m — масса подвижной части; P — коэффициент успокоения, характеризующий вязкое трение; n — податливость пружины; x — перемещение подвижной части; $v = dx/dt$ — скорость движения подвижной части.

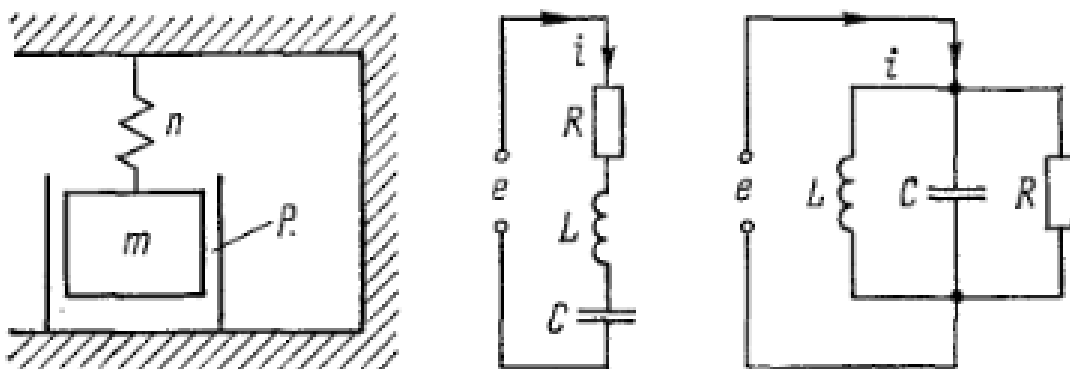


Рис.2.4.1

Дифференциальное уравнение последовательного контура может быть записано в виде

$$L \frac{d^2q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} q = e. \quad (2.4.3)$$

Дифференциальное уравнение параллельного контура

$$C \frac{de}{dt} + \frac{e}{R} + \frac{1}{L} \int e dt = i. \quad (2.4.4)$$

Сравнение дифференциальных уравнений (2.4.1), (2.4.3) и (2.4.2), (2.4.4) показывает, что механическая система может быть заменена как последовательным, так и параллельным электрическим контуром. В табл. 2.4.1 представлены электрические аналоги механических параметров для того и другого контура.

Таблица 2.4.1

Механическая величина	Электрическая величина	
	последовательного контура	параллельного контура
Сила F Скорость v Перемещение x Количество движения p Коэффициент успокоения P Масса m Податливость n	ЭДС e Ток i Заряд q Магнитный поток Φ Сопротивление R Индуктивность L Емкость C	Ток i ЭДС e Магнитный поток Φ Заряд q Проводимость $1/R$ Емкость C Индуктивность L

Метод электромеханических аналогий широко применяется при расчете измерительных преобразователей (см., например, работу [2]). Для сопоставления эквивалентной схемы нужно выбрать электрический аналог механической системы и определить коэффициент электромеханической связи $k_{эм}$, равный $k_{эм} = F/v = -i/v$ для последовательной схемы электрического аналога и $k_{эм} = F/i = -U/v$ для параллельной схемы. Элемент связи между реальной электрической цепью и электрическим аналогом механической системы представляет собой идеальный трансформатор с коэффициентом трансформации, равным $k_{эм}$. Особенностью трансформатора является то, что его коэффициент трансформации измеряется в ньютонах на вольт или на ампер. Приведя все сопротивления и проводимости к первичной обмотке трансформатора, можно составить окончательную эквивалентную схему – электрическую схему замещения, которая отражает действительные свойства системы со стороны электрических зажимов.

Сущность метода эквивалентных схем, или электрических схем замещения, рассмотрим на примере преобразователей с электромагнитной и электростатической связью механической и электрической систем, наиболее распространенных в измерительной технике.

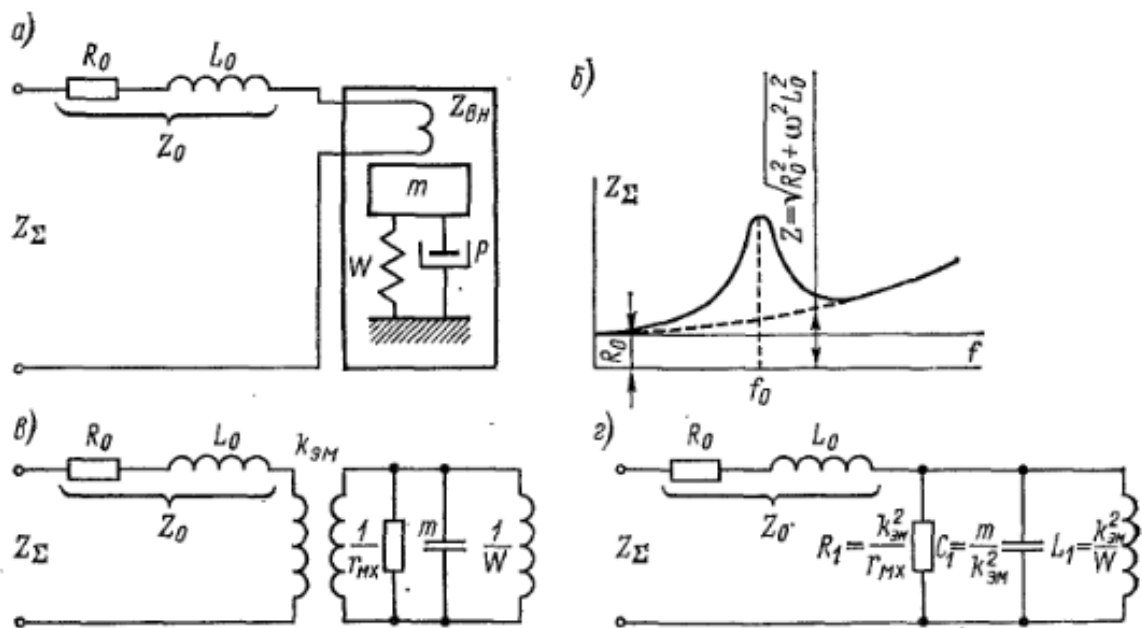


Рис.2.4.2

Эквивалентные схемы электромеханических преобразователей с электромагнитной связью. Примерами таких преобразователей могут служить магнитоэлектрический преобразователь тока I в силу F , схематически показанный на рис. 2-10, а, или магнитоэлектрический измерительный механизм. Механическая система преобразователя обладает массой m , подвешенной на пружине с жесткостью W , и имеет успокоение P , обусловленное внутренним трением в элементах подвески и сопротивлением воздуха движению катушки в зазоре магнита. Электрическая система обладает сопротивлением R_0 и индуктивностью L_0 катушки преобразователя.

При измерении сопротивления такого преобразователя на постоянном токе обнаруживаем лишь сопротивление R_0 его катушки. При повышении частоты питающего тока можно было бы ожидать повышения сопротивления по штриховой кривой на рис. 2-10, б, соответствующей

$$Z = \sqrt{R_0^2 + \omega^2 L_0^2}.$$

Однако фактически наблюдаем повышение сопротивления преобразователя в виде резонансного пика на частоте f_p , соответствующей резонансу механической системы преобразователя и близкой к

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{m}}.$$

Физически это явление объясняется так. В области механического резонанса резко нарастает амплитуда механических колебаний катушки в зазоре постоянного магнита, наводимая в катушке ЭДС направлена встречно внешнему возбуждающему напряжению, вычитается из него, и ток, проходящий через преобразователь, падает, что формально мы и воспринимаем как возрастание Z_Σ преобразователя. Это возрастание Z_Σ преобразователя можно представить как появление некоторого дополнительного электрического сопротивления $Z_{вн}$, вносимого механической системой и называемого вносимым сопротивлением.

Для установления вида связи электрических и механических параметров преобразователя уточним, как возникают механическая сила и встречная ЭДС в катушке преобразователя. Как известно, механическая сила F , возникающая от протекания по катушке тока i , равна $F = iBl = k_{эм} i$, где B — индукция в зазоре магнита; l — длина проводника катушки; $k_{эм} = Bl$ — так называемый коэффициент электромагнитной связи.

ЭДС, наводимая в катушке при ее движении в магнитном поле постоянного магнита, равна $e = -d\Phi/dt = -vBl = -k_{эм}v$, где $k_{эм} = Bl$ — тот же коэффициент электромагнитной связи, а v — скорость движения катушки.

Для составления полной системы уравнений обозначим $R_0 + j(\omega L = Z_0$, а отношение механической силы F к механической скорости v назовем комплексным механическим сопротивлением $Z_{мх} = F/v$. Тогда полная система уравнений, описывающая преобразователь, будет

$$\begin{cases} u = Z_0 i - k_{эм} v; \\ F = Z_{мх} v + k_{эм} i, \end{cases}$$

ибо напряжение u на зажимах преобразователя складывается из падения напряжения от тока i на элементе Z_0 и ЭДС $e = -k_{эм}v$ наводимой в катушке, а сила, развиваемая катушкой, — из силы $Z_{мх}v$, обусловленной ее движением, и силы $k_{эм}i$, создаваемой током.

Если внешняя сила F , развиваемая катушкой, равна нулю (преобразователь не нагружен на внешние устройства), то из второго уравнения следует, что

$$Z_{мх}v + k_{эм}i = 0 \quad \text{и} \quad v = -k_{эм}i/Z_{мх}.$$

Полное электрическое сопротивление преобразователя

$$Z_{\Sigma} = \frac{u}{i} = \frac{Z_0 i - k_{эм}v}{i} = Z_0 - \frac{k_{эм}v}{i},$$

а после подстановки значения v

$$Z_{\Sigma} = Z_0 + k_{эм}^2/Z_{мх} = Z_0 + Z_{вн},$$

т. е. складывается обычным образом из электрической Z_0 и вносимого $Z_{вн} = k_{эм}^2/Z_{мх}$ сопротивлений преобразователя.

Особенностью связи $Z_{вн}$ и $Z_{мх}$ является их обратная пропорциональность друг другу: чем больше $Z_{мх}$, тем меньше $Z_{вн}$. В этом легко убедиться, сделав $Z_{мх} = \infty$, т. е. застопорив катушку, лишив ее возможности двигаться. При этом будет $Z_{\Sigma} = Z_0$, $Z_{вн} = 0$, т. е. влияние механических параметров на Z_{Σ} исчезнет.

Для того чтобы уяснить, из каких электрических элементов может быть смоделировано в электрической цепи вносимое сопротивление $Z_{вн}$, обусловленное влиянием механических элементов преобразователя, воспользуемся вместо жесткости обратной ей величиной — податливостью $n = 1/W$ и представим механическое сопротивление $Z_{мх}$ в виде

$$Z_{мх} = \frac{F}{\dot{v}} = r_{мх} + j\left(\omega m - \frac{1}{\omega n}\right).$$

Тогда

$$Y_{\text{вн}} = \frac{1}{Z_{\text{вн}}} = \frac{Z_{\text{мх}}}{k_{\text{эм}}^2} = \frac{r_{\text{мх}}}{k_{\text{эм}}^2} + j\omega \frac{m}{k_{\text{эм}}^2} + \frac{1}{j\omega k_{\text{эм}}^2 n},$$

т. е. результирующая проводимость $Y_{\text{вн}} = 1/Z_{\text{вн}}$ складывается из параллельно соединенных трех проводимостей, первая из которых не зависит от текущего значения частоты ω и, следовательно, может быть смоделирована как

$$r_{\text{мх}}/k_{\text{эм}}^2 = 1/R_1,$$

вторая пропорциональна частоте ω , т. е. в электрической цепи должна быть представлена емкостью с проводимостью

$$j\omega C_1 = j\omega m/k_{\text{эм}}^2,$$

а третья, обратно пропорциональная частоте, может быть смоделирована индуктивностью с проводимостью

$$1/(j\omega L_1) = 1/(j\omega k_{\text{эм}}^2 n).$$

Таким образом, результирующая эквивалентная схема преобразователя с массой m , податливостью n и активным механическим сопротивлением $r_{\text{мх}}$ для воспроизведения частотной характеристики, показанной на рис. 2-10, б, должна состоять из элементов, изображенных на рис. 2-10, в или 2-10, г, где $R_1 = k_{\text{эм}}^2/r_{\text{мх}}$; $C_1 = m/k_{\text{эм}}^2$; $L_1 = k_{\text{эм}}^2 n = k_{\text{эм}}^2/W$.

В результате выбранный путь приводит к эквивалентной параллельной схеме и коэффициенту $k_{\text{эм}} = F/i = Bl$.

В том, что полученная эквивалентная схема (рис. 2-10, г) действительно соответствует фактической частотной характеристике преобразователя, приведенной на рис. 2-10, б, легко убедиться, просматривая характерные точки этой характеристики. В самом деле, при $\omega = 0$ сопротивления катушек L_0 и L_1 равны нулю и $Z_{\Sigma} = R_0$. Резонансный пик характеристики (если пренебречь влиянием L_0) определяется резонансом контура $C_1 L_1$ и рассматривается вблизи собственной частоты

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{k_{\text{эм}}^2 n \frac{m}{k_{\text{эм}}^2}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{nm}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{W}{m}},$$

а при дальнейшем повышении частоты сопротивление конденсатора C_1 стремится к нулю и $Z_{\Sigma} = R_0 + j\omega L_0$.

Поляризованный электромагнитный преобразователь (рис. 2.4.3)

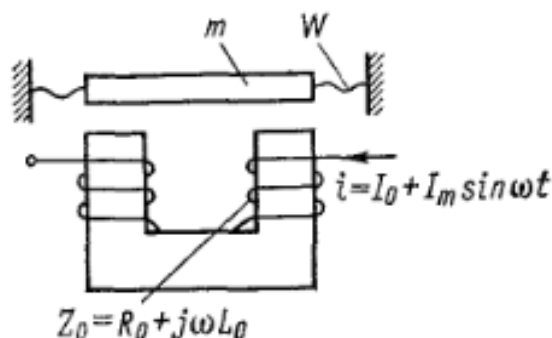


Рис.2.4.3

Постоянное подмагничивание создается током I_0 и МДС подмагничивания $F_M = I_0 \omega$ или постоянным магнитом, имеющим МДС $F_M = H l_M$ где H — напряженность и l_M — длина магнита. Поскольку электромагнитная сила определяется током то, как и в предыдущем примере удобнее выбрать параллельную эквивалентную схему. Электромагнитная сила $F_{эм} = \frac{1}{2} \frac{S \mu_0}{\delta^2} (i \omega)^2$,

где

δ — длина зазора; S — площадь зазора;

μ_0 — магнитная проницаемость и $i = I_0 + I_m \sin \omega t$ — ток через преобразователь.

Составляющая силы, имеющая частоту ω , определяется как

$$F_{эм} = \frac{S \mu_0}{\delta^2} \omega (I_0 \omega) I_m \sin \omega t.$$

Отсюда находим коэффициент электромеханической связи

$$k_{эм} = \frac{S \mu_0}{\delta^2} \omega (I_0 \omega) = \frac{S \mu_0}{\delta^2} \omega F_M,$$

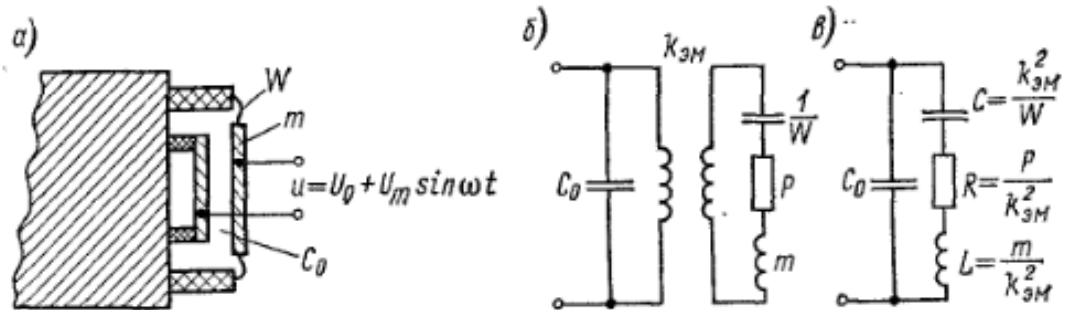


Рис.2.4.5

если этот коэффициент выразить через подмагничивающий поток

$$\Phi_0 = \frac{F_M}{\delta / (\mu_0 S)}, \text{ то } k_{эм} = \Phi_0 \omega / \delta. \text{ Эквивалентная схема остается той же, что и}$$

представленная на рис. 2.4.2, г.

Поляризованный электростатический преобразователь

(рис. 2.4.5, а).

Электростатическая сила между пластинами определяется напряжением между ними, поэтому удобнее выбрать последовательную эквивалентную схему. Электростатическая сила

$$F_{эс} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{\delta^2} u^2,$$

где ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость; S — площадь обкладок; δ — зазор между обкладками; $u = U_0 + U_m \sin \omega t$ — приложенное напряжение.

Составляющая силы, имеющая частоту ω , определяется как

$$F_{эс} = \frac{\epsilon_0 S}{\delta} \frac{U_0}{\delta} U_m \sin \omega t,$$

и коэффициент электромеханической связи

$$k_{эм} = \frac{\epsilon_0 S}{\delta} \frac{U_0}{\delta} = C_0 E,$$

где C_0 — емкость преобразователя; E — напряженность постоянного электростатического поля между пластинами.

Эквивалентная схема преобразователя с трансформатором представлена на рис. 2.4.5, б и без трансформатора – на рис.2.4.5,в.

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

3.1. РЕОСТАТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Реостатный преобразователь – это прецизионный реостат, движок которого перемещается под действием измеряемой величины. Входной величиной преобразователя является угловое линейное перемещение движка, выходной – изменение его сопротивления.

Устройство преобразователя показано на рис. 4.6. Он состоит из каркаса 1, на который намотан провод 2, изготовленный из материала с высоким удельным сопротивлением, и токосъемного движка 3, укрепленного на оси 4. Движок касается провода 2. Для обеспечения электрического контакта в месте касания обмотка зачищается от изоляции. В показанной конструкции контакт с подвижным движком осуществляется с помощью неподвижного токосъемного кольца 5.

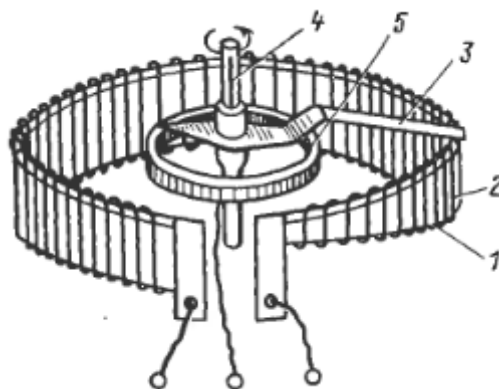


Рис. 3.1.1

Обмотка делается обычно из провода, изготовленного из манганина, константана, фехраля. Для повышения точности и надежности она выполняется из платино-иридиевого сплава.

Для обеспечения хорошего контакта движок должен прижиматься к обмотке силой $10^{-3} - 10^{-4}$ Н. Сила создается благодаря упругости движка. При измерении переменных величин, при переходе движка с одного витка на другой он "подскакивает", возникает пульсирующая сила, которая может нарушить контакт. По этой причине, если преобразователь служит для измерения переменных величин или работает при вибрации, то сила прижатия должна быть увеличена. Большая сила нежелательна, поскольку при ее увеличении возрастает сила трения, препятствующая перемещению движка и увеличивающая износ обмотки и контактирующей поверхности движка.

В измерительной технике требуются реостатные преобразователи как с линейной, так и с нелинейной функцией преобразования. Одним из способов построения преобразователей с нелинейной функцией преобразования $R=f(x)$ (рис. 4.7, а) является использование каркаса с переменной высотой (рис. 4.7,

б). При перемещении движка вдоль каркаса на величину шага обмотки $\Delta x = \lambda$ сопротивление изменяется на

$$\Delta R = (dR/dx)\lambda, \quad (3.1.1)$$

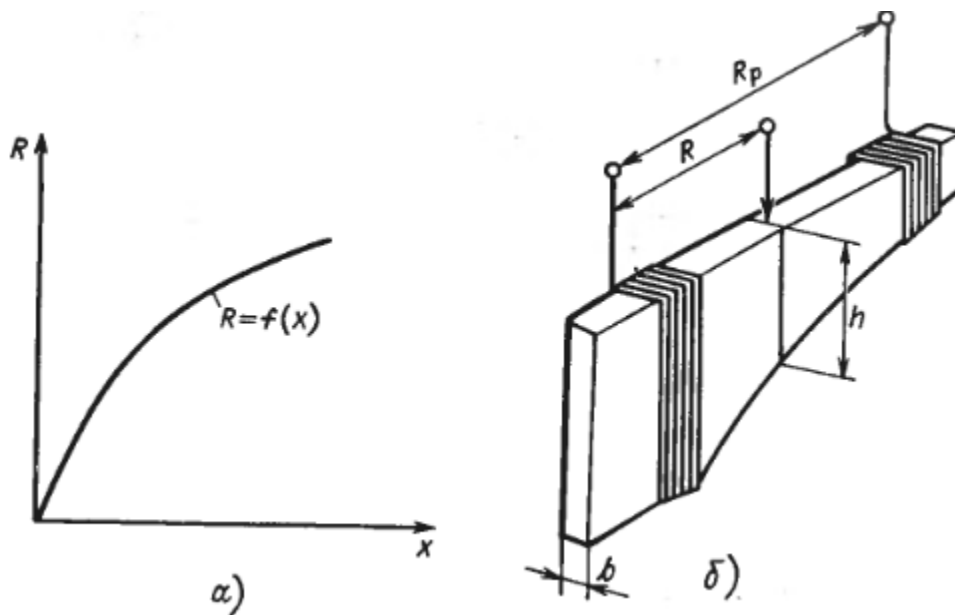


Рис. 3.1.2

где dR/dx – производная требуемой функции преобразования $R=f(x)$ по перемещению движка x . При перемещении движка с одного витка на другой сопротивление изменяется на величину

$$\Delta R = \rho_1 l_{\text{пр}} = 2\rho_1 (b + h), \quad (3.1.2)$$

где ρ_1 – сопротивление единицы длины провода; $l_{\text{пр}}$ – длина одного витка провода; h – высота каркаса; b – его толщина. Из (3.1.1) и (3.1.2) можно определить, зависимость высоты каркаса h от заданной функции преобразования

$$h = (\lambda/2\rho_1) (dR/dx) - b. \quad (3.1.3)$$

Если требуется линейная функция преобразования, то $dR/dx = \text{const}$ и высота каркаса должна быть постоянной.

Изготовление каркаса с непрерывно изменяющейся высотой более сложно, чем изготовление каркаса с постоянной высотой. Для упрощения технологии прибегают к кусочно-линейной аппроксимации заданной нелинейной функции преобразования (рис. 3.1.3, а). Для каждого интервала перемещения движка x , на котором аппроксимирующая функция линейна, высота каркаса постоянна. Каркас преобразователя получается ступенчатым, как показано на рис. 3.1.3, б. Число ступеней равно числу интервалов кусочно-линейной аппроксимации.

Потенциометрическая схема включения реостатного преобразователя.

Преобразователь может включаться в электрическую цепь по

потенциометрической схеме (рис. 3.1.3, а). Напряжение с его движка подается

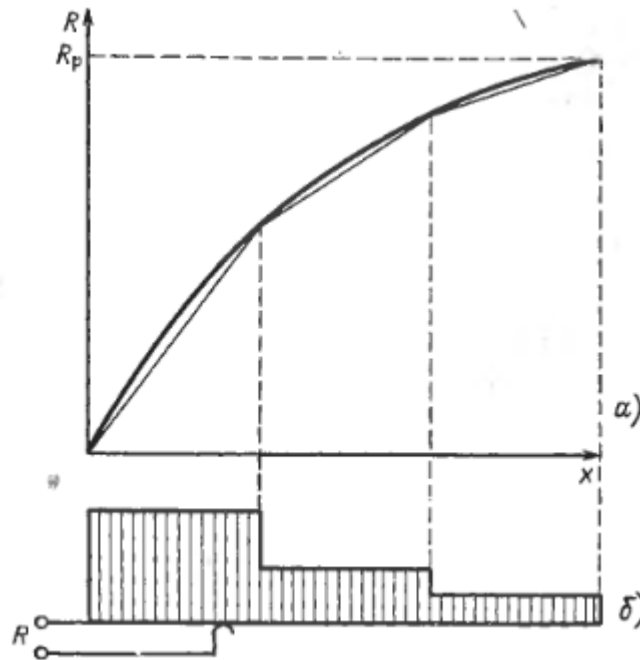


Рис. 3.1.3

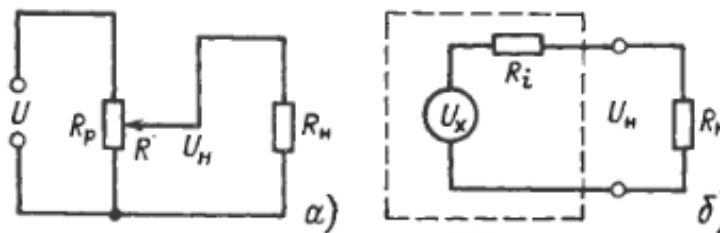


Рис. 3.1.4

на нагрузку R_n . Рассмотрим зависимость напряжения на нагрузке от изменения сопротивления R преобразователя. Если сопротивление R_n столь велико ($R_n \gg R_p$), что током в этом сопротивлении можно пренебречь по сравнению с током в сопротивлении R_p , то реостатный преобразователь работает в режиме холостого хода и напряжение на нагрузке

$$U_n = UR/R_p \tag{3.1.3}$$

пропорционально сопротивлению R .

Если реостатный преобразователь имеет пропорциональную функцию преобразования $R = (R_p/l)x$, то напряжение U_n пропорционально перемещению движка

$$U_n = (U/l)x \tag{3.1.4}$$

Для анализа цепи, в которой сопротивление нагрузки R_n соизмеримо с номинальным сопротивлением преобразователя R_p , используем теорему об активном двухполюснике. Для определения тока в некотором сопротивлении R_n исследуемую цепь можно представить в качестве активного двухполюсника, имеющего внутреннее сопротивление R_i и напряжение

холостого хода U_x (рис. 4.9, б). К зажимам двухполюсника подключено сопротивление R_n . Напряжение на нагрузке

$$U_n = U_x R_n / (R_i + R_n). \quad (3.1.5)$$

При этом напряжение определяется выражением (4.54), а напряжение на нагрузке

$$U_n = UR / [R_p (1 + R_i / R_n)]. \quad (3.1.6)$$

Из рис. 4.9, а следует

$$R_i = R(R_p - R) / [R + (R_p - R)] = R(R_p - R) / R_p. \quad (4.58)$$

Подставив (4.58) в (4.57), получим

$$U_n = UR / (R_p [1 + R(R_p - R) / (R_p R_n)]) = U\beta / [1 + \alpha\beta(1 - \beta)], \quad (3.1.7)$$

где $\beta = R/R_p$ – относительное изменение сопротивления преобразователя; $\alpha = R_p/R_n$ – коэффициент нагрузки.

Зависимость U_n от β для различных α приведена на рис. 4.10. Если α столь мало, что $\alpha\beta \ll 1$ (режим холостого хода), то U_n изменяется пропорционально β . При увеличении коэффициента нагрузки α зависимость становится нелинейной, причем нелинейность возрастает с увеличением α .

Если в качестве номинальной функции преобразования принять зависимость (4.54), представленную прямой 1 на рис. 4.11, а, то абсолютная погрешность вследствие нелинейности

$$\Delta U = U_n - U_x. \quad (3.1.8)$$

Поскольку $U_x = \beta U$ и максимальное напряжение на нагрузке равно U , то приведенная погрешность

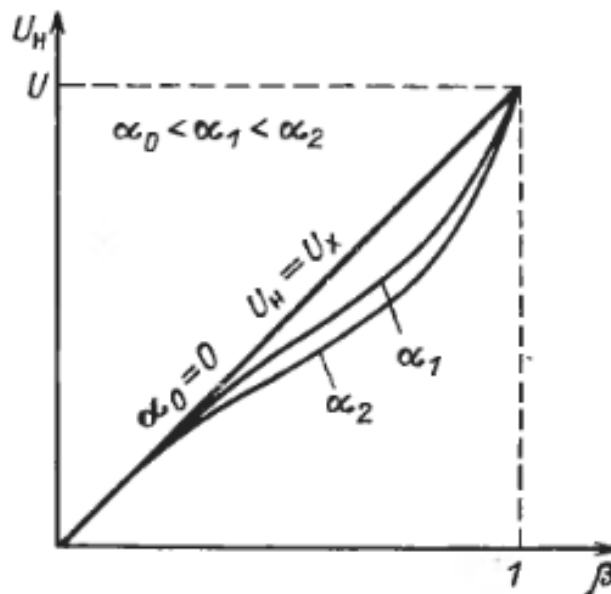


Рис. 3.1.5

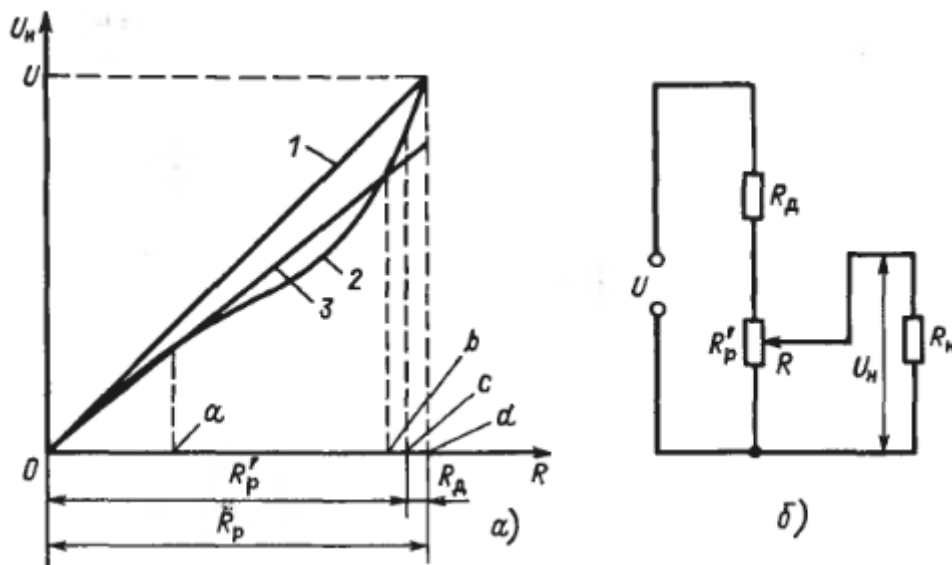


Рис. 3.1.9

$$\begin{aligned} \gamma_U &= (U_n - U_x)/U = \beta/[1 + \alpha\beta(1 - \beta)] - \beta = \\ &= -\alpha\beta^2(1 - \beta)/[1 + \alpha\beta(1 - \beta)]. \end{aligned} \quad (3.1.8)$$

При $\alpha < 0,1$ погрешность максимальна при $\beta = 2/3$. В этом случае

$$\gamma_U \approx 0,15\alpha. \quad (3.1.9)$$

Для уменьшения погрешности следует уменьшать α , т.е. увеличивать R_n . Однако практически значения сопротивления нагрузки часто невелики. В этом случае для уменьшения погрешности можно более рационально выбрать номинальную функцию преобразования. Пусть действительной функцией преобразования является кривая 2. В качестве номинальной функции преобразования более целесообразно принять прямую 3. При этом, как видно из графика, на интервалах $0 - a$, $a - b$, $b - c$ погрешность значительно уменьшена. Уменьшена она и на интервале $c - d$, хотя остается довольно большой. Для того чтобы погрешность всюду была малой, диапазон изменения сопротивления преобразователя следует ограничить значением R'_p , а добавочное сопротивление $R_d = R_p - R'_p$ выполнить на отдельном резисторе и включить его последовательно с преобразователем (рис. 3.1.9, б).

Погрешность реостатного преобразователя. С изменением температуры изменяется сопротивление преобразователя. В основном это обусловливается температурным изменением удельного сопротивления провода.

Сопротивление преобразователя определяется известной формулой

$$R_t = R_0(1 + \alpha t). \quad (3.1.10)$$

Погрешность (изменение напряжения на нагрузке) можно рассчитать, исходя из схемы включения, номинальных значений входящих в нее сопротивлений и их температурных коэффициентов. При включении преобразователя по потенциометрической схеме в режиме холостого хода

изменение температуры не меняет распределение напряжений и температурная погрешность отсутствует.

Реостатному преобразователю присуща также погрешность дискретности. Она обусловлена скачкообразным изменением сопротивления преобразователя ΔR при переходе движка с одного витка на другой. Если в качестве номинальной функции преобразования принять функцию, проходящую посередине "ступенек", то максимальное значение приведенной погрешности, обусловленное дискретностью

$$\gamma_R = \pm \Delta R / (2R_p), \quad (3.1.11)$$

где R_p – полное сопротивление преобразователя.

Если преобразователь имеет пропорциональную функцию преобразования, то "скачки" сопротивления будут одинаковы по всему диапазону перемещения движка. В этом случае $R_p = n\Delta R$ и

$$\gamma_R = \pm 1/2n, \quad (3.1.12)$$

где n – число витков в обмотке.

Трение в реостатном преобразователе вызывает случайные гистерезисные изменения силы и момента, необходимых для перемещения движка по обмотке. Это может привести к возникновению погрешности преобразователя, предшествующего реостатному.

Погрешность, обусловленная нелинейностью потенциметрической схемы включения, и методы ее уменьшения рассмотрены выше.

3.2. ТЕНЗОРЕЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Тензорезисторный преобразователь (тензорезистор) представляет собой проводник, изменяющий свое сопротивление при деформации сжатия-растяжения. При деформации проводника изменяются его длина l и площадь поперечного сечения Q . Деформация кристаллической решетки приводит к изменению удельного сопротивления ρ . Эти изменения приводят к изменению сопротивления проводника

$$\dot{R} = \rho l / Q \quad (3.2.1)$$

Этим свойством обладают в большей или меньшей степени все проводники. В настоящее время находят применение проводниковые (фольговые, проволоочные и пленочные) и полупроводниковые тензорезисторы. Наилучшим отечественным материалом для изготовления проводниковых тензорезисторов, используемых при температурах ниже 180 °С, является константант. Зависимость сопротивления R от относительной

деформации ϵ с достаточной точностью описывается линейным двучленом

$$R = R_0(1 + S_T \epsilon), \quad (3.2.2)$$

где R_0 — сопротивление тензорезистора без деформации;
 S_T — тензочувствительность материала.

Тензочувствительность константана лежит в пределах 2,0-2,1. Нелинейность функции преобразования не превышает 1%.



Рис. 3.2.1

Фольговые тензорезисторы представляют собой тонкую лаковую пленку, на которую нанесена фольговая тензочувствительная решетка из константана толщиной 4-12 мкм (рис. 3.2.1). Решетка сверху покрыта лаком. Фольговые тензорезисторы нечувствительны к поперечной деформации вследствие малого сопротивления перемычек, соединяющих тензочувствительные элементы.

Проволочный тензорезистор имеет аналогичное устройство, но его решетка выполнена из константановой проволоки толщиной 20 -50 мкм. По метрологическим и эксплуатационным характеристикам проволочные преобразователи уступают фольговым.

Фольговые и проволочные тензорезисторы обычно имеют длину 5-20 мм, ширину 3-10 мм. Их номинальное сопротивление равно 50, 100, 200, 400 и 800 Ом. Параметры тензорезисторов общего назначения регламентирует ГОСТ 21616-76.

Полупроводниковые тензорезисторы представляют собой пластинку монокристалла кремния или германия длиной 5-10 мм, шириной 0,2-0,8 мм. К ее торцам приварены выводные проводники. Номинальное сопротивление лежит в пределах 50-800 Ом. Свойства полупроводниковых и металлических преобразователей сильно различаются. Чувствительность полупроводниковых преобразователей может быть как положительной, так и отрицательной и лежит в пределах $S_T = 55 \pm 130$. Как сопротивление, так и чувствительность сильно зависят от температуры. Недостатком является также большой разброс параметров и характеристик.

Тензорезисторы применяются для преобразования деформации деталей в изменение сопротивления. Для этого они приклеиваются к этим деталям и испытывают одинаковые с ними деформации.

Схемы включения. Наиболее часто тензорезисторные преобразователи включаются в схему неравновесного моста (рис. 3.2.1,а).

Если сопротивление нагрузки R_H достаточно велико (режим холостого хода), то выходное напряжение моста

$$U_x = UR_1/(R_1 + R_2) - UR_3/(R_3 + R_4) = U[(R_1R_4 - R_2R_3)/(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)], \quad (3.2.4)$$

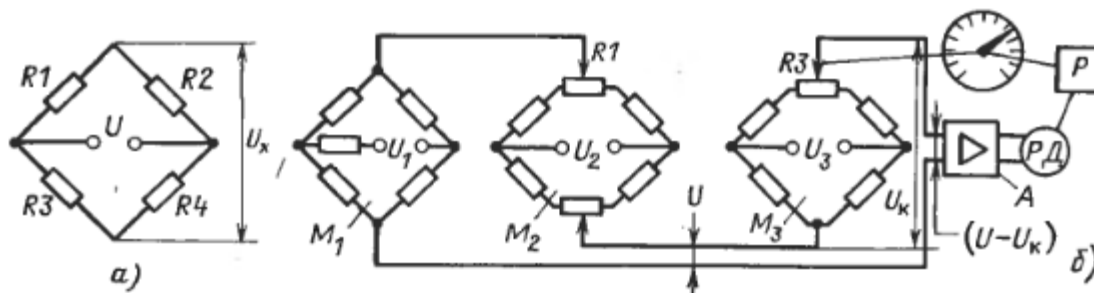


Рис.3.2.2

где U – напряжение питания. В качестве R_1 и R_2 включаются одинаковые тензорезисторы.

При отсутствии измеряемой деформации их сопротивления равны: $R_{10}=R_{20}=R_0$. Кроме того, обычно выбирают $R_3 = R_4$. В этом случае, когда

деформация тензорезистора отсутствует ($\epsilon=0$), $U_x = 0$.

При деформации тензорезисторов, когда $\epsilon \neq 0$ и $R_1 \neq R_2$, выходное

напряжение моста пропорционально разности сопротивлений тензорезисторов:

$$U_x = U(R_1 - R_2)/2(R_1 + R_2). \quad (3.2.5)$$

Мостовая цепь является дифференциальной, следовательно, в ней компенсируются аддитивные погрешности. С применением мостовой цепи тензорезисторные приборы строятся по дифференциальной схеме первого или второго типа.

При использовании дифференциальной схемы первого типа, т.е. при $R_1=R_0+\Delta R$ и $R_2 = R_0$, выходное напряжение цепи и чувствительность в режиме холостого хода

$$U_x = U\Delta R/(4R_0), \quad S_{cx} = U_x/(\Delta R/R_0) = U/4. \quad (3.2.6)$$

При использовании дифференциальной схемы второго типа, когда

$R_1=R_0+\Delta R$ и $R_2=R_0-\Delta R$, выходное напряжение и чувствительность в режиме холостого хода увеличиваются вдвое:

$$U_x \approx U\Delta R/(2R_0), S_x = U_x/(\Delta R/R_0) = U/2. \quad (3.2.7)$$

При $R_H \neq \infty$ выходное напряжение и чувствительность меньше полученных значений.

Выходное напряжение тензорезисторного моста обычно не превышает 10-20 мВ. Для дальнейшего преобразования такое напряжение без усиления использовать трудно. Поэтому в тензорезисторных приборах обычно используются усилители.

Если напряжение питания моста U не стабилизировано, то при его вариациях возможна мультипликативная погрешность. Для ее исключения используется компенсационный метод измерения выходного напряжения моста. Принципиальная схема тензорезисторного прибора типа КСТЗ, в котором реализован этот метод и который предназначен для использования в силоизмерительных и весоизмерительных системах, приведена на рис. 4.13,б.

Мост M_1 включает в себя два или четыре тензорезистора. Вследствие технологического разброса значений их сопротивлений мост не уравновешен и имеет некоторое выходное напряжение. При нулевом значении измеряемой величины это напряжение компенсируется с помощью моста M_2 подстроечными резисторами R_1 и R_2 . Результирующее напряжение U пропорционально измеряемой величине. Мост M_3 служит для компенсации этого напряжения. Его выходное напряжение U_k включено встречно напряжению U . Разность напряжений $U - U_k$ усиливается усилителем A и подается на реверсивный двигатель PD . При этом ротор двигателя, вращаясь, через редуктор P перемещает движок реохорда R_3 и указатель прибора относительно шкалы. Перемещение движка реохорда производится так, чтобы уменьшалась разность $U - U_k$. Ротор останавливается, когда $U - U_k = 0$, при этом движок реохорда занимает положение, соответствующее значению напряжения U , а указатель прибора – положение, соответствующее значению измеряемой величины.

Мосты M_1, M_2, M_3 питаются от одного источника переменного напряжения, от различных обмоток трансформатора. При нестабильности источника питания напряжения U_1, U_2, U_3 изменяются пропорционально и равенство $U = U_k$ не нарушается. Не изменяется и показание прибора. Основная погрешность измерения составляет $\pm 0,5\%$ от нормирующего значения, равного $2\Delta R_{max}$, где ΔR_{max} – максимальное значение приращения сопротивления плеча моста.

Погрешность тензорезисторных преобразователей. Тензорезисторы могут использоваться либо для измерения механических напряжений и деформаций, либо для измерения других механических величин: сил, давлений, ускорений и проч., когда деформация является промежуточной величиной преобразования. В первом случае для градуировки тензорезисторов из партии отбирают несколько штук и они наклеиваются на

образцовую балку. С помощью гирь в балке создают определенные деформации ϵ . По значениям деформаций и соответствующим им сопротивлениям рассчитывается чувствительность наклеенных тензорезисторов

$$S = [(R - R_0)/R_0]/\epsilon. \quad (3.2.9)$$

Это значение принимается в качестве номинального для всей партии. Чувствительность других тензорезисторов той же партии может отличаться от номинальной на 2-10%.

Во втором случае тензорезисторы являются постоянными преобразователями датчика. Отклонение их чувствительности от номинального значения учитывается при градуировке прибора, и результирующая погрешность прибора значительно меньше, чем в первом случае, и находится в пределах 0,2-0,5%.

Погрешность может возникнуть вследствие температурных изменений сопротивления преобразователя. При изменении температуры оно изменяется как вследствие изменения удельного сопротивления материала, так и вследствие изменения натяжения из-за различных температурных коэффициентов удлинения тензорезистора β_T и детали β_D , на которую он наклеен. Полное изменение сопротивления

$$\Delta R_T = R_0 [\alpha + S(\beta_D - \beta_T)] \Delta t, \quad (3.2.10)$$

где R_0 – сопротивление тензорезистора при нормальной температуре; S – его чувствительность; α – температурный коэффициент сопротивления; Δt – изменение температуры.

Температурный коэффициент сопротивления константана можно изменять, изменяя его термообработку. Благодаря этому тензорезисторы можно изготавливать так, чтобы при наклеивке на определенный материал его сопротивление не зависело от температуры. Такие тензорезисторы называются термокомпенсированными.

Температурная погрешность проводниковых тензорезисторов в основном имеет аддитивный характер. Для ее компенсации используются дифференциальные схемы. При измерении механических напряжений применяют схему первого типа с двумя или четырьмя тензорезисторами. Рабочие тензорезисторы наклеивают на исследуемую деталь вдоль ожидаемой деформации, а компенсационные – поперек нее. При измерении других величин, например силы, используется дифференциальная схема второго типа. При этом на силоизмерительную пружину с разных сторон наклеивают два тензорезистора, так что при изгибе пружины под действием силы один из них растягивается, другой – сжимается. В обоих случаях температурные условия и температурные изменения сопротивлений тензорезисторов одинаковы. Тензорезисторы включаются в смежные плечи моста, и это компенсирует температурную погрешность. Для увеличения чувствительности на силоизмерительную пружину можно наклеить четыре

тензорезистора, причем преобразователи, воспринимающие деформации одного знака, должны включаться в противоположные плечи моста.

В тензорезисторных приборах высокой точности и для получения датчиков с унифицированными характеристиками, чтобы обеспечить их взаимозаменяемость, применяются мостовые схемы с нормирующими резисторами (рис. 3.2.2, а). На приведенной схеме $R1 - R4$ – тензорезисторы; R_{δ} и R'_{δ} – резисторы, служащие для балансировки моста; R_{T1} и R'_{T1} – термозависимые резисторы для компенсации аддитивной температурной погрешности; R_{ψ} и R'_{ψ} — резисторы, изменяя сопротивления которых, можно регулировать чувствительность датчика;

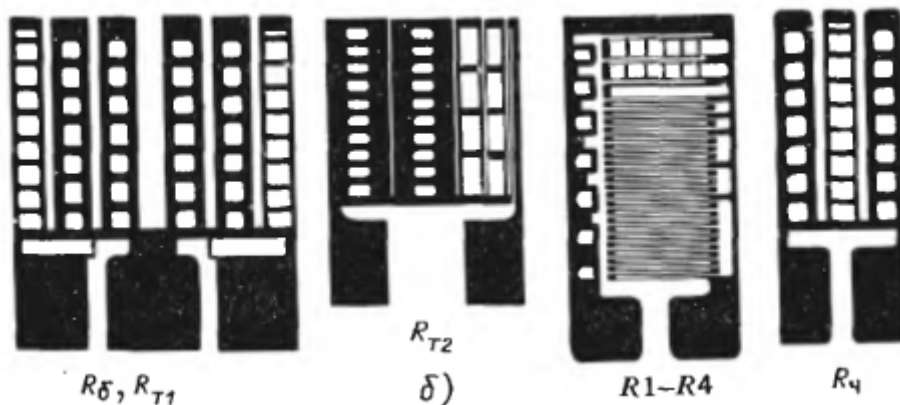
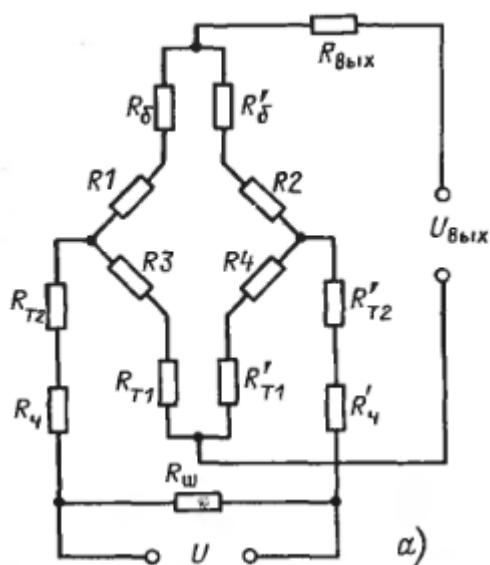


Рис. 3.2.3

R_{T2} и R'_{T2} — термозависимые резисторы, с помощью которых компенсируется температурное изменение чувствительности; R_{ψ} и $R_{\text{вых}}$ – резисторы, служащие для регулирования входного и выходного сопротивлений моста.

Фольговые нормирующие резисторы показаны на рис. 3.2.3, б. Они сделаны так, что, обрывая ту или иную перемычку на фольговой решетке, можно изменить значение сопротивления и тем самым регулировать параметры и характеристики тензорезисторного моста и прибора в целом. Резисторы R_{δ} и R_{ψ} изготовлены из константановой фольги, R_{T1} - из медной,

R_{T2} – из никелевой. При использовании мостовых схем с нормирующими резисторами погрешность датчиков с фольговыми тензорезисторами снижается до 0,03- 0,05%, а у датчиков с полупроводниковыми тензорезисторами – до 0,1%.

3.3. ЕМКОСТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Емкостный преобразователь представляет собой конденсатор, электрические параметры которого изменяются под действием входной величины.

Конденсатор состоит из двух электродов, к которым подсоединены выводные концы. Пространство между электродами заполнено диэлектриком. При изменении взаимного положения электродов или при изменении диэлектрической проницаемости среды, заполняющей межэлектродное пространство, изменяется емкость конденсатора.

В качестве емкостного преобразователя широко используется плоский конденсатор. Его емкость определяется выражением

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 Q / \delta, \quad (3.3.1)$$

где δ - расстояние между электродами; Q – их площадь; ϵ_0 – электрическая

постоянная; ϵ_r – относительная проницаемость диэлектрика.

Изменение любого из этих параметров изменяет емкость конденсатора.

У преобразователя с прямоугольными электродами (рис. 3.3.1, *a*) $Q = bx$ и имеется некоторый диапазон перемещения пластин x , в котором емкость линейно зависит от x (рис. 3.3.1, *б*). Линейная зависимость искажается вследствие краевого эффекта. В области линейной зависимости чувствительность такого преобразователя

$$S = dC/dx = \epsilon_r \epsilon_0 b / \delta \quad (3.3.2)$$

постоянна и увеличивается с уменьшением расстояния между электродами δ .

Если изменяется расстояние δ между электродами, функция преобразования $C = f(\delta)$ представляет собой гиперболическую функцию. Чувствительность преобразователя

$$S = dC/d\delta = \epsilon_r \epsilon_0 Q / \delta^2 \quad (3.3.3)$$

сильнее, чем в предыдущем случае, зависит от расстояния между пластинами δ . Для увеличения чувствительности S целесообразно уменьшить δ . Предельное его значение определяется технологическими соображениями и

приложенным напряжением. Надо учитывать, что при малых δ возможен электрический пробой между электродами*.

Если перемещать диэлектрическую пластину в зазоре плоского конденсатора (рис. 3.3.2, *a*), то можно получить преобразователь с переменной диэлектрической проницаемостью. Емкость такого преобразователя определяется как емкость двух параллельно включенных конденсаторов. Пробой в сухом воздухе при атмосферном давлении происходит при напряженности

$E=3 \cdot 10^3$ кВ/см. Однако, расчетное значение напряженности обычно не превосходит 700 кВ/см.

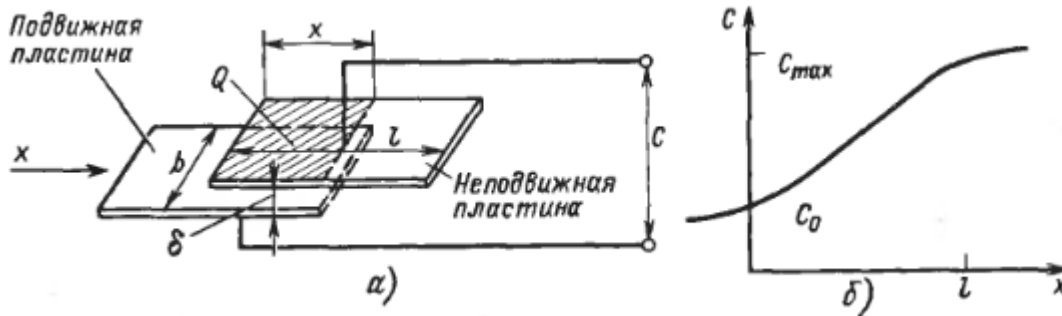


Рис. 3.3.1

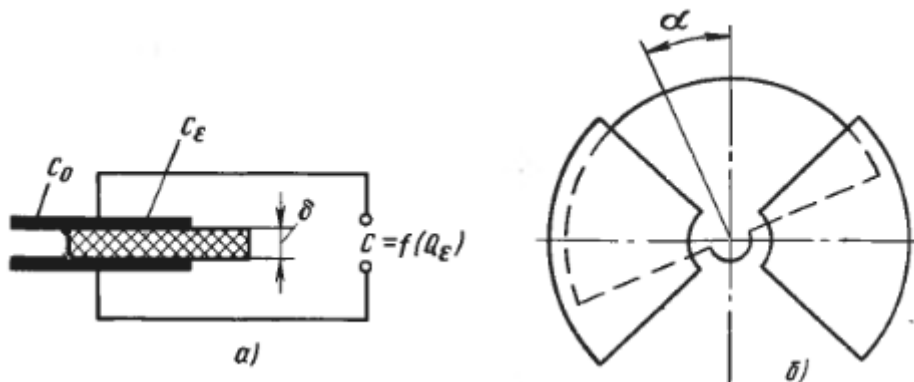


Рис. 3.3.2

Один из них C_ϵ образован частью электродов и диэлектрической пластиной, другой C_0 – оставшейся частью электродов с межэлектродным пространством, не заполненным пластинкой. Если пластинка с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r имеет толщину δ , равную расстоянию между электродами, то функция преобразования преобразователя описывается выражением

$$C = C_{\epsilon} + C_0 = \epsilon_0 [Q + Q_{\epsilon}(\epsilon - 1)]/\delta, \quad (3.3.4)$$

где Q – площадь электродов; Q_{ϵ} — часть площади диэлектрической

пластины, находящаяся между электродами.

Емкостные преобразователи могут выполняться по дифференциальной схеме. Схема дифференциального преобразователя углового перемещения α с переменной площадью электродов приведена на рис. 3.3.2, б. В таких преобразователях средний подвижный электрод обычно соединяется с экраном.

Схемы включения. Емкостный преобразователь включается в измерительную цепь; при этом изменение его емкости преобразуется в изменение напряжения или тока либо в частоту синусоидального или импульсного тока. Существует довольно много различных измерительных цепей включения емкостных преобразователей. Рассмотрим некоторые из них.

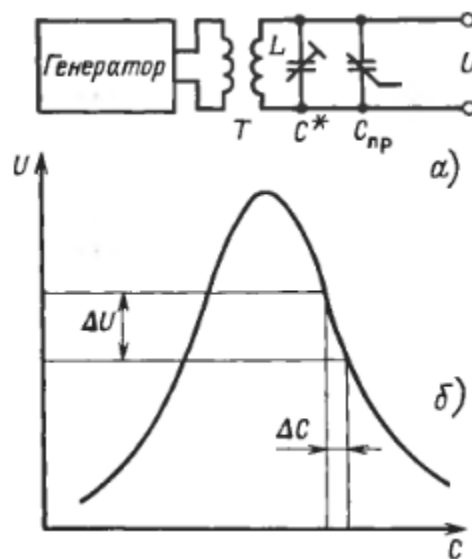


Рис. 3.3.3

Для включения недифференциального преобразователя может использоваться резонансная цепь (рис. 3.3.3, а). Генератор через разделительный трансформатор T питает резонансный LC -контур. Емкость контура состоит из емкости преобразователя $C_{пр}$ и подстроенного конденсатора емкостью C , частота и значение напряжения генератора постоянны. При изменении емкости на контуре изменяется по резонансной кривой, как показано на рис. 3.3.3, б. При изменении емкости преобразователя на ΔC напряжение на контуре изменяется на ΔU .

Подстроенный

конденсатор служит для настройки контура так, чтобы чувствительность измерительной цепи

$$S = \Delta U / \Delta C \quad (3.3.5)$$

была максимальной.

Чувствительность резонансной цепи довольно высока и увеличивается с увеличением добротности контура.

Для включения дифференциального емкостного преобразователя может быть использована мостовая цепь (рис. 3.3.3), работающая в неравновесном режиме. В этой цепи емкости C_1 и C_2 дифференциальный преобразователь. На схеме показано также экранирование соединительных проводов и диагоналей мостовой цепи. $C_{31}, C_{32}, C_{33}, C_{34}$ – емкости соответствующих экранов. Эти емкости включены параллельно активным сопротивлениям и входят в полные сопротивления плеч моста. Эквивалентные емкости экранов могут несколько изменяться при работе прибора. Для того чтобы их изменения мало влияли на выходное напряжение моста, сопротивления резисторов R должны быть малыми. Емкость C_{35} не входит в уравнение равновесия моста, и ее изменение значительно меньше влияет на его выходное напряжение.

Другой схемой включения дифференциальных емкостных преобразователей является емкостно-диодная цепь (рис. 3.3.4, а). Дифференциальный преобразователь C_1 и C_2 подключается к источнику переменного напряжения через диоды $VD_1 - VD_4$ и конденсаторы $C_3 - C_4$. При положительной полярности напряжения U конденсатор C_1 заряжается через C_3 и VD_1 , а при отрицательной разряжается через C_4 и VD_2 . Конденсаторы C_3 и C_4 имеют равные емкости, а диоды VD_1 и VD_2 – равные прямые сопротивления. При этом, если питающее напряжение синусоидально, то же синусоидальное

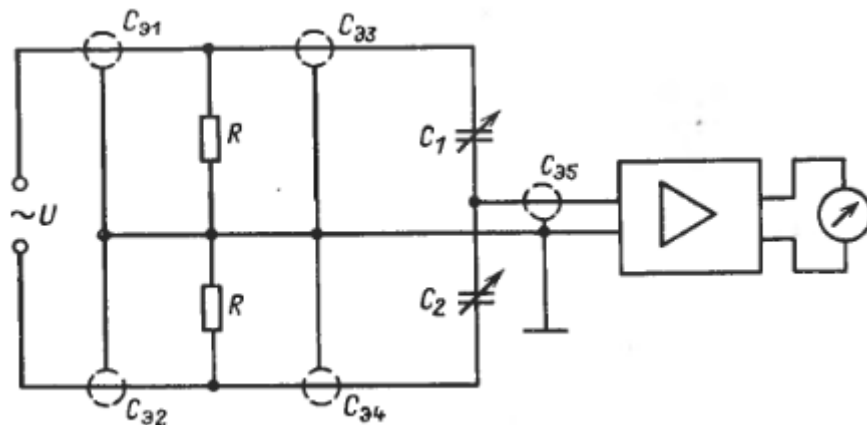


Рис. 3.3.4

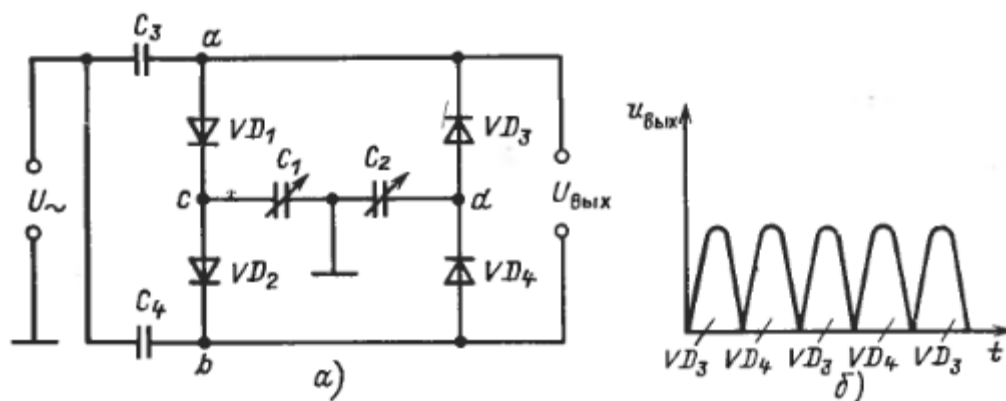


Рис. 3.3.5

напряжение будет и на конденсаторе C_1 (в точке c), причем значение этого напряжения определяется значением C_1 . Аналогичным образом напряжение на конденсаторе C_2 (в точке d) изменяется синусоидально и его значение зависит от емкости C_2 . Если все диоды имеют одинаковые прямые сопротивления, то при $C_1 = C_2$ напряжения на этих конденсаторах одинаковы и напряжение между точками c и d отсутствует. Если же $C_1 \neq C_2$, то между точками c и d появится переменное напряжение, пропорциональное разности $C_1 - C_2$. Это напряжение выпрямляется в течение одной половины периода диодами VD_1 и VD_3 , а в течение второй – диодами VD_2 и VD_4 . Выходное напряжение снимается с диодов VD_3 и VD_4 . Его изменение во времени показано на рис. 3.3.5, б. Среднее выпрямленное значение напряжения $U_{\text{вых}}$ определяется разностью $C_1 - C_2$ и приближенно равно

$$U_{\text{вых}} = 2U_{\sim} (C_1 - C_2) / (C_1 + C_2 + 2C_1 C_2 / C_3). \quad (3.3.6)$$

Для того чтобы упростить экранирование, вся емкостно-диодная схема помещается в экранированный корпус датчика.

Погрешности емкостного преобразователя. Электроды емкостного преобразователя монтируются на изоляционных деталях или разделяются ими. Разнородные конструктивные детали датчика имеют различные коэффициенты линейного расширения. При изменении температуры это приводит к изменению расстояния между электродами. Хотя это изменение мало, оно может быть соизмеримо с расстоянием между электродами и приводит к температурной погрешности, имеющей аддитивную и мультипликативную составляющие. Первая может быть уменьшена применением дифференциальных преобразователей.

Номинальная емкость емкостных преобразователей обычно лежит в пределах от единиц до сотен пикофарад. На частоте 50 Гц внутреннее сопротивление преобразователя достигает значений более 10^7 Ом. При столь высоком сопротивлении возможны погрешности, обусловленные паразитными токами утечки, причем на результат измерения влияет непостоянство сопротивления изоляции. Для уменьшения сопротивления преобразователя частота напряжения питания увеличивается до нескольких килогерц и выше, вплоть до нескольких мегагерц.

Поскольку полная емкость преобразователя изменяется в присутствии посторонних металлических предметов, преобразователь, а так же идущие к нему провода и элементы измерительной цепи необходимо экранировать. Однако емкость экрана может измениться под влиянием изменения влажности воздуха, вибрации и по другим причинам. Экранированные провода могут изменять свою емкость при их изгибах, когда токоведущий провод меняет свое положение относительно экрана. Эти изменения приводят к погрешности.

Особенности применения емкостных преобразователей. Емкостные преобразователи имеют ряд специфических достоинств и недостатков, определяющих область их применения. Конструкция емкостного датчика проста, он имеет хилые массу и размеры. Его подвижные электроды могут быть достаточно жесткими, с высокой собственной частотой, что даст возможность измерять быстропеременные величины. Емкостные преобразователи можно выполнять с заданной (линейной или нелинейной) функцией преобразования. Для получения требуемой функции преобразования часто достаточно изменить форму электродов. Отличительной особенностью является малая сила притяжения электродов.

Основным недостатком емкостных преобразователей является малая их емкость и высокое сопротивление. Для уменьшения последнего преобразователи питаются напряжением высокой частоты. Однако это обуславливает другой недостаток – сложность вторичных преобразователей. Недостатком является и то, что результат измерения зависит от изменения параметров кабеля.

Для уменьшения погрешности измерительную цепь и вторичный прибор располагают вблизи датчика.

Емкостные преобразователи широко применяются в научно-исследовательской работе, где имеется высококвалифицированный персонал для разработки, эксплуатации и ремонта датчиков и вторичных приборов. В условиях научного эксперимента ценным свойством датчиков является простота их конструкции и технологии.

3.4. ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Прямой пьезоэлектрический эффект. В кристаллических диэлектриках различно заряженные ионы располагаются в определенном порядке, образуя кристаллическую решетку. Поскольку разноименно заряженные ионы чередуются и расположены так, что их заряды взаимно компенсируются, в целом кристалл электрически нейтрален. Одной из особенностей кристаллов является их симметрия. Кристаллы могут быть симметричны относительно некоторой оси, плоскости или центра. В соответствии с видом симметрии по определенным законам построена кристаллическая решетка и расположены ионы. Электрическая структура кристалла, симметричного относительно оси или плоскости, схематически показана на рис.4.20. В направлении оси X ионы различных знаков чередуются и взаимно компенсируют свои заряды.

При действии на кристалл силы F_x в направлении X кристаллическая решетка деформируется, расстояния между положительными и отрицательными ионами изменяются и кристалл электризуется в этом направлении. На его гранях, перпендикулярных оси X , появляется заряд

$$q = d_{11}F_x, \quad (3.4.1)$$

пропорциональный силе F_x . Коэффициент d_{11} , зависящий от вещества и его состояния, называется пьезоэлектрическим модулем. Индексы при коэффициенте d определяются ориентацией силы и грани, на которой появляется заряд, относительно кристаллических осей. При изменении ориентации пьезоэлектрический модуль изменяется.

Электризация кристалла под действием внешних сил называется прямым пьезоэффектом. Вещества, обладающие пьезоэффектом, называются пьезоэлектриками. Для изготовления измерительных преобразователей наибольшее применение нашли естественные кристаллы кварца и искусственные пьезоэлектрические материалы – пьезокерамики.

Кварц (SiO_2). Призматическая часть кристалла кварца и расположение кристаллических осей показаны на рис. 3.4.1. Ось X – электрическая, ось Y – механическая, ось Z – оптическая. Для использования в измерительных преобразователях из кристалла вырезается пластинка. При действии на пластинку сил вдоль осей X или Y происходит поляризация кристалла. На гранях, перпендикулярных оси X появляются заряды

$$q = d_{11}F_x \text{ или } q = d_{12} (Q_x/Q_y)F_y, \quad (3.4.2)$$

где F_x и F_y – соответствующие силы; Q_x и Q_y – площади граней, перпендикулярных

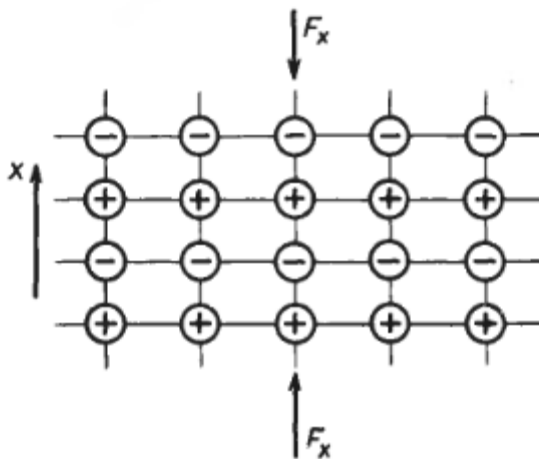


Рис. 3.4.1

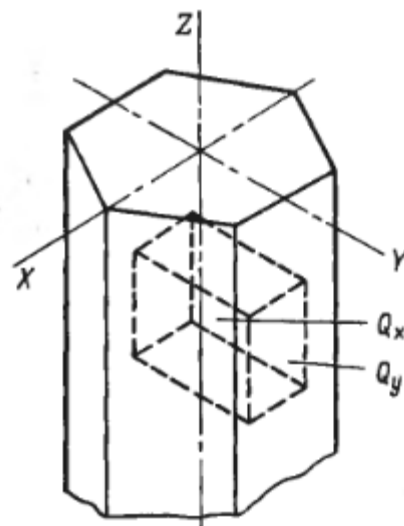


Рис. 3.4.2

осям X и Y ; $d_{11} = d_{12} = 2,31 \cdot 10^{-12}$ К/Н - пьезоэлектрические модули.

Возникновение заряда под действием силы F_x называется продольным пьезоэффектом, возникновение заряда под действием F_y - поперечным пьезоэффектом. Действие силы F_z вдоль оси Z не вызывает никаких электрических зарядов.

Кварцевая пластинка имеет высокую прочность. Допустимые напряжения могут достигать до $(0,7-1) \cdot 10^8 \text{ Н/м}^2$, что позволяет прикладывать к ней большие измеряемые силы. Она имеет большой модуль упругости, что обуславливает ее высокую жесткость и очень малое собственное внутреннее трение. Последнее обстоятельство обуславливает высокую добротность изготовленных из кварца пластинок. Кварцевые пластинки используются для изготовления преобразователей, измеряющих давление и силу.

Кварц — материал с высокой твердостью, он трудно обрабатывается и может применяться для изготовления пластинок лишь простой формы.

Пьезоэлектрический модуль d практически постоянен до температуры 200°C , а затем с увеличением температуры немного уменьшается. Предельная рабочая температура составляет 500°C . При температуре 573°C (температура Кюри) кварц теряет пьезоэлектрические свойства. Относительная диэлектрическая проницаемость равна 4,5 и несколько увеличивается с увеличением температуры. Удельное объемное сопротивление кварца превышает 10^{12} Ом .

Электрические и механические свойства кварца имеют высокую стабильность. За 10 лет изменение характеристик не превосходит 0,05%.

Пьезоэлектрическая керамика. Пьезокерамика имеет доменное строение, причем домены поляризованы. При отсутствии внешнего электрического поля поляризация отдельных доменов имеет хаотическое направление и на поверхности изготовленного из пьезокерамики тела электрический заряд отсутствует. В электрическом поле домены ориентируются в направлении этого поля, вещество поляризуется и на поверхности тела появляются заряды. При снятии поля домены сохраняют свою ориентацию, вещество остается поляризованным, но поверхностный заряд с течением времени стекает. Если к телу, изготовленному из пьезокерамики, после обработки его в электрическом поле приложить механическую нагрузку, то под ее действием домены изменяют свою ориентацию и изменяется поляризация вещества. Изменение поляризации вызывает появление заряда на поверхности тела. Тело, изготовленное из поляризованной керамики, при воздействии механической силы электризуется так же, как и естественные пьезоэлектрические монокристаллы.

Типичной пьезоэлектрической керамикой является титанат бария BaTiO_3 . Его пьезоэлектрический модуль лежит в пределах $d_{31} = (4,35 \div 8,35) \cdot 10^{-11} \text{ К/Н}$; диэлектрическая проницаемость – в пределах

$\epsilon_r = 1100 \div 1800$; тангенс угла диэлектрических потерь, характеризующий

внутреннее удельное сопротивление, в пределах $\text{tg}\delta = 0,3 \div 3\%$. Зависимость возникающего заряда от приложенной силы имеет некоторую нелинейность

и гистерезис. Свойства пьезокерамик зависят также от их технологии и поляризующего напряжения.

Большинство пьезокерамик обладает достаточной температурной стабильностью. Пьезоэлектрические свойства сохраняются вплоть до температуры Кюри. Для титаната бария она равна 115 °С.

С течением времени параметры пьезокерамики самопроизвольно изменяются. Старение обуславливается изменением ориентации доменов.

Изготовление преобразователей из пьезокерамики значительно проще, чем из монокристаллов. Керамические изделия делаются по технологии, обычной для радиокерамических изделий (путем прессования или литья под давлением), на керамику наносятся электроды, к электродам привариваются выводные провода. Отличие заключается в электрической обработке. Для поляризации изделие помещается в электрическое поле напряженностью $10^5 - 10^6$ В/м.

Принцип действия пьезоэлектрического преобразователя. Действие пьезоэлектрического преобразователя основано на прямом пьезоэффекте. Обычно он представляет собой пластинку, изготовленную из пьезоэлектрического материала, на которой имеются два изолированных друг от друга электрода.

В зависимости от вещества, формы преобразователя и ориентации кристаллических осей входной величиной могут быть как силы, производящие деформацию сжатия-растяжения, так и силы, производящие деформацию сдвига. Последний вид деформации может использоваться в преобразователях, имеющих в качестве входной величины момент силы.

Выходной величиной преобразователя является напряжение на электродах

$$E = q/C, \quad (3.4.3)$$

где q – пьезоэлектрический заряд; C – емкость, образованная электродами.

Подставляя (4.80) в (4.82), получим функцию преобразования пьезоэлектрического преобразователя

$$E = dF/C. \quad (3.4.4)$$

Если преобразователь имеет форму плоской пластины, то емкость между его электродами

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 Q/\delta, \quad (3.4.5)$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость пьезоэлектрического

вещества; Q – площадь электродов; δ – расстояние между электродами.

Подставляя (4.84) в (4.83), получим функцию преобразования преобразователя

$$E = d\delta F/\epsilon_r \epsilon_0 Q. \quad (3.4.6)$$

ЭДС, возникающая на электродах преобразователя, довольно значительна – единицы вольт. Однако если сила постоянна, то измерить ЭДС трудно, поскольку заряд мал и быстро стекает через входное сопротивление вольтметра. Если же сила переменна, то образуется переменная ЭДС, измерить которую значительно проще. Если при этом период изменения силы много меньше постоянной времени, определяемой емкостью преобразователя и сопротивлением утечки заряда, то процесс утечки не влияет на выходное напряжение преобразователя. При синусоидальном законе изменения силы

$$F = F_m \sin \omega t \quad (3.4.7)$$

ЭДС изменяется также синусоидально:

$$E = E_m \sin \omega t. \quad (3.4.8)$$

Измерение переменной силы сводится к измерению переменной ЭДС или напряжения.

Схема включения. Пьезоэлектрический преобразователь является генераторным преобразователем, вырабатывающим ЭДС. Для преобразования ее в приборе имеется вторичный преобразователь, в качестве которого может служить вольтметр переменного тока, проградуированный в единицах измеряемой величины. Поскольку вольтметр должен иметь большое входное сопротивление, используются электронные вольтметры.

Упрощенная эквивалентная схема пьезоэлектрического преобразователя, соединенного кабелем с вольтметром, представлена на рис.4.22,*a*. На этой схеме C – собственная емкость преобразователя; C_1 – суммарная емкость соединительного кабеля, входной емкости усилителя и других емкостей, шунтирующих вход усилителя; R – входное сопротивление усилителя.

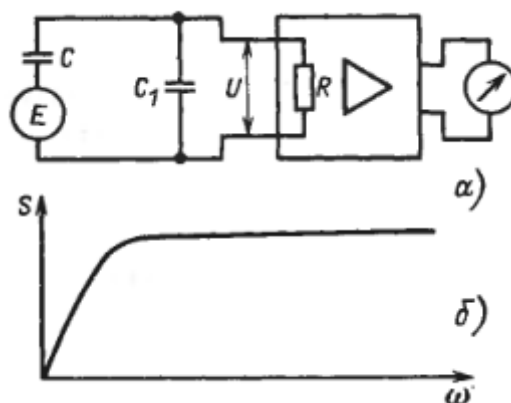


Рис. 3.4.3

Сопротивления утечки пьезоэлемента и сопротивление утечки кабеля могут рассматриваться на эквивалентной схеме как составляющие сопротивления R . Входным напряжением усилителя является падение напряжения на сопротивлении R . Если на преобразователь действует синусоидальная сила, то, используя символический метод, выражение (3.4.8) можно переписать в виде

$$\underline{E} = d\underline{F}/C, \quad (3.4.9)$$

где

$$\underline{F} = F_m e^{j\omega t}; \quad \underline{E} = E_m e^{j\omega t}. \quad (3.4.10)$$

Из схемы 4.22, а следует

$$\begin{aligned} \underline{U} &= \frac{\underline{E}}{1/j\omega C + (R/j\omega C_1)/(R + 1/j\omega C_1)} \cdot \frac{R/j\omega C}{R + 1/j\omega C_1} = \\ &= \underline{E} \frac{j\omega RC}{1 + j\omega R(C + C_1)}. \end{aligned} \quad (3.4.11)$$

Выражение (3.4.11) представляет собой комплексную функцию преобразования эквивалентной схемы пьезоэлектрического преобразователя, подключенного к усилителю. Из него можно определить комплексную чувствительность или комплексный коэффициент передачи

$$\underline{K}(j\omega) = \underline{U}/\underline{E} = [C/(C + C_1)] [j\omega\tau/(1 + j\omega\tau)], \quad (3.4.12)$$

где $\tau = R(C + C_1)$ - постоянная времени.

Модуль чувствительности, или просто чувствительность, схемы

$$S(\omega) = |K(j\omega)| = [C/(C + C_1)] [\omega\tau/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}]. \quad (3.4.13)$$

Это выражение показывает зависимость чувствительности от частоты и является частной характеристикой преобразования, подключенного к усилителю. График частотной характеристики показан на рис. 3.4.3, б. Частотная характеристика может быть представлена в виде двух сомножителей

$$S(\omega) = S(\infty)v(\omega). \quad (3.4.15)$$

Первый из них представляет собой чувствительность при очень больших частотах и не зависит от частоты, так как при $\omega \rightarrow \infty$

$$S(\omega) \rightarrow C/(C + C_1). \quad (3.4.16)$$

Второй сомножитель $v(\omega) = \omega\tau/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ определяет нормированную характеристику. Он показывает относительное изменение чувствительности при изменении частоты.

Из (4.92) видно, что $S = 0$, при $\omega = 0$, т.е. пьезоэлектрические преобразователи неприменимы для измерения статических напряжений.

Полученные выражения справедливы на средних и низких частотах, т.е. в тех случаях, когда внутреннее сопротивление пьезоэлемента можно заменить эквивалентной емкостью.

Пьезоэлемент обладает некоторой упругостью и массой и является колебательной системой. Резонансные свойства этой системы проявляются на высоких частотах. Резонанс приводит к повышению чувствительности на высоких частотах. При еще большем увеличении частоты чувствительность падает.

Погрешность пьезоэлектрического преобразователя. Рабочей областью частот является область, в которой чувствительность остается постоянной. Сверху эта область ограничена резонансом пьезоэлемента. Снизу она определяется постоянной времени τ . Для улучшения частотных свойств в области нижних частот нужно увеличивать $\tau = R(C + C_1)$. Для усиления выходного напряжения пьезоэлектрического преобразователя применяют усилители с максимально возможным входным сопротивлением (не менее 10^{11} Ом). Дальнейшее увеличение постоянной времени может происходить при увеличении C_1 ; для этого вход усилителя шунтируется дополнительным конденсатором. Однако включение этого конденсатора уменьшает чувствительность при больших частотах $S(\infty)$ и требует увеличения коэффициента усиления усилителя. В схеме, рассмотренной выше, постоянная времени $\tau = R(C + C_1)$ обычно не превышает 1 с. Использование операционных усилителей с обратными связями позволяет создавать приборы, у которых постоянная времени достигает значений 10 -100 с.

Верхняя частота рабочего диапазона определяется увеличением чувствительности вследствие механического резонанса. Она довольно высока. Имеются преобразователи с верхней частотой рабочего диапазона 80 кГц.

В измерительной цепи внешними электромагнитными полями может наводиться паразитная ЭДС. Эта переменная ЭДС создает погрешность. Для защиты от полей измерительная цепь экранируется и датчик соединяется с вторичным преобразователем с помощью экранированного кабеля. Однако нестабильность параметров кабеля, например изменение его емкости, обусловленное изгибом, вызывает изменение чувствительности в соответствии с формулой (3.4.16) и вносит погрешность.

При изгибах кабеля он может расслаиваться. На расслоенных поверхностях вследствие трения образуются электрические заряды. Перемещение заряженных поверхностей под действием вибрации кабеля приводит к появлению некоторой переменной ЭДС. Погрешность, обусловленная вибрацией кабеля, может быть значительно уменьшена применением специальных антивибрационных кабелей.

Нестабильность измерительной цепи может быть вызвана повышением влажности воздуха или резким изменением его температуры. При этом происходит увлажнение изоляции, что приводит к уменьшению сопротивления R в эквивалентной схеме рис. 3.4.3, а. Изменение R вызывает изменение чувствительности и дополнительную частотную погрешность.

Изменение температуры пьезоэлемента вызывает также изменение его пьезоэлектрического модуля и чувствительности. Наиболее стабильным пьезоэлектрическим материалом является кварц.

Погрешность преобразователя может быть вызвана также несовершенством пьезоэлектрических материалов: гистерезисом характеристики и ее нелинейностью.

Если в преобразователе действуют силы, перпендикулярные оси чувствительности пьезоэлемента, то возможна погрешность, обусловленная поперечным пьезоэффектом.

3.5. ИНДУКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Индуктивный преобразователь представляет собой катушку индуктивности (дроссель), полное сопротивление которой изменяется при взаимном относительном перемещении элементов магнитопровода. Имеются две группы преобразователей: с изменяющейся индуктивностью и с изменяющимся активным сопротивлением. Пример схемы преобразователя первой группы показан на рис. 3.5.1, а. Преобразователь состоит из П-образного магнитопровода 1, на котором размещена катушка 2, и подвижного якоря 3. При перемещении якоря изменяется длина воздушного зазора и, следовательно, магнитное сопротивление, что вызывает изменение индуктивности дросселя. Другая широко используемая модификация (плунжерный преобразователь) показана на рис. 3.5.1, б. Преобразователь представляет собой катушку 1, из которой может выдвигаться ферромагнитный сердечник 2 (плунжер). При среднем положении плунжера индуктивность максимальна.

Схема преобразователя второй группы приведена на рис. 3.5.1, в. В зазор магнитной цепи 1 вводится пластинка 2 с высокой электропроводностью, в которой наводятся вихревые токи, приводящие к увеличению потерь активной мощности катушки 3. Это эквивалентно увеличению ее активного сопротивления.

Функция преобразования преобразователя рис. 4.23, а с некоторыми допущениями может быть получена следующим образом. Как известно, индуктивность катушки

$$L = w\Phi/I, \tag{3.5.1}$$

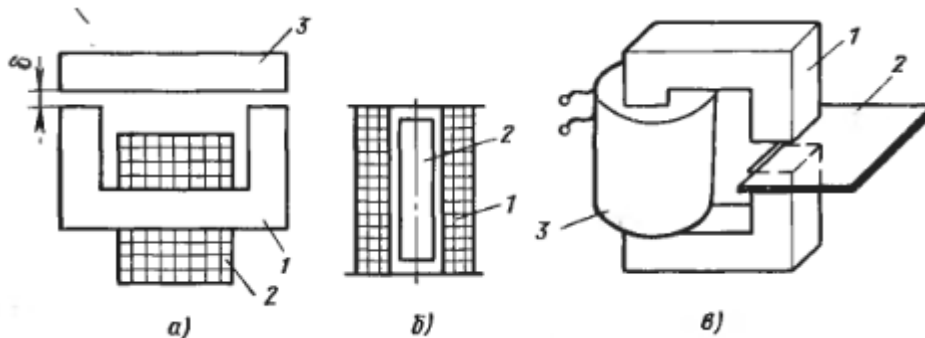


Рис. 3.5.1

где w – число витков; Φ – пронизывающий ее магнитный поток; I – проходящий по катушке ток.

Ток связан с МДС Hl соотношением

$$I = Hl/w. \tag{3.5.2}$$

Подставляя (3.5.1) в (3.5.2), получим

$$L = w^2/R_M, \quad (3.5.3)$$

где $R_M = Hl/\Phi$ — магнитное сопротивление преобразователя.

Если пренебречь рассеянием магнитного потока и нелинейностью кривой намагничивания стали, то для преобразователя по схеме рис. 4.23, а магнитное сопротивление

$$R_M = R_{ст} + R_з = l_{ст}/\mu_r\mu_0 Q_{ст} + 2\delta/\mu_0 Q, \quad (3.5.4)$$

где $R_{ст}$ — магнитное сопротивление стальных участков магнитопровода; $l_{ст}$ — длина средней силовой линии по стальным участкам; $Q_{ст}$ — их поперечное сечение; μ_r — магнитная проницаемость стали; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; $R_з$ — магнитное сопротивление воздушных зазоров, имеющих длину δ и сечение Q .

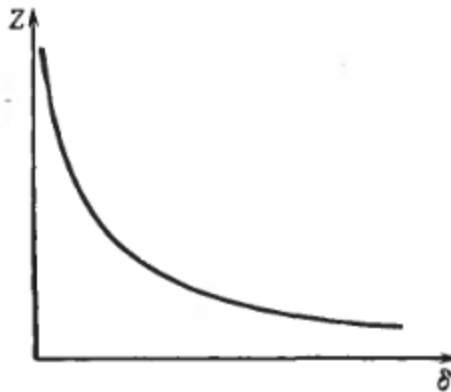


Рис. 3.5.2

Будем считать $Q_{ст} = Q$. При этом индуктивность преобразователя

$$L = \mu_0 Q w^2 / (2\delta + l_{ст}/\mu_r). \quad (3.5.5)$$

Если пренебречь активным сопротивлением дросселя, то функция преобразователя, т. е. зависимость электрического сопротивления Z от размера воздушного зазора δ , выражается зависимостью

$$\begin{aligned} \underline{Z}(\delta) &= j\omega L \stackrel{*}{=} j\omega w^2 \mu_0 Q / (2\delta + l_{ст}/\mu_r) \approx \\ &\approx j\omega w^2 \mu_0 Q / 2\delta. \end{aligned} \quad (3.5.6)$$

В последнем равенстве имеется в виду, что $2\delta \gg l_{ст}/\mu_r$, вследствие большого значения магнитной проницаемости магнитопровода. График функции преобразования индуктивного преобразователя, приведенного на рис. 4.23, а, показан на рис. 4.24.

Под чувствительностью индуктивного преобразователя часто понимают отношение

$$S = \lim_{\Delta\delta \rightarrow 0} \frac{\Delta Z/Z}{\Delta\delta} = (1/Z) (dZ/d\delta). \quad (3.5.7)$$

Таким образом.

$$S = -2/(2\delta + l_{ст}/\mu_r) \approx 1/\delta. \quad (3.5.8)$$

Индуктивный преобразователь является электромагнитом, его сила притяжения, возрастающая с увеличением чувствительности, нелинейно зависит от перемещения якоря и может явиться причиной погрешности преобразователя, предшествующего индуктивному.

Описанные одинарные индуктивные преобразователи имеют ряд недостатков; их функции преобразования нелинейны; аддитивные погрешности, в частности погрешность реального преобразователя, вызванная температурным изменением активного сопротивления обмотки, велики; сила притяжения якоря значительна.

Этих недостатков лишены дифференциальные преобразователи. Они состоят из двух одинаковых одинарных преобразователей, которые имеют общий подвижный элемент. Примеры схем таких преобразователей приведены на рис. 3.5.3. При перемещении якоря одна индуктивность L_1 возрастает, другая L_2 – уменьшается. Дифференциальные индуктивные преобразователи включаются в дифференциальные цепи

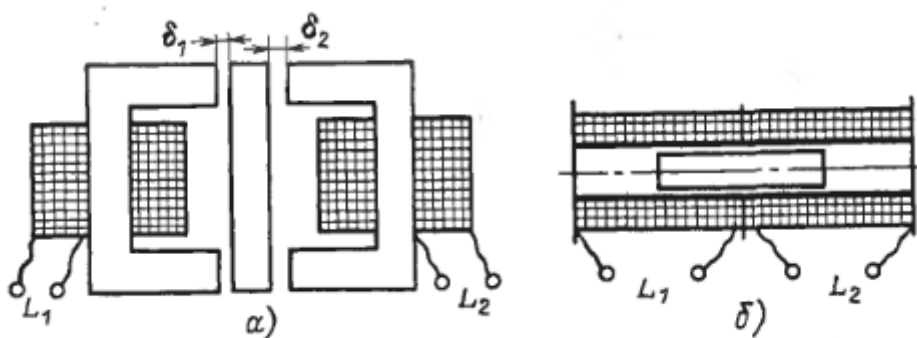


Рис. 3.5.3

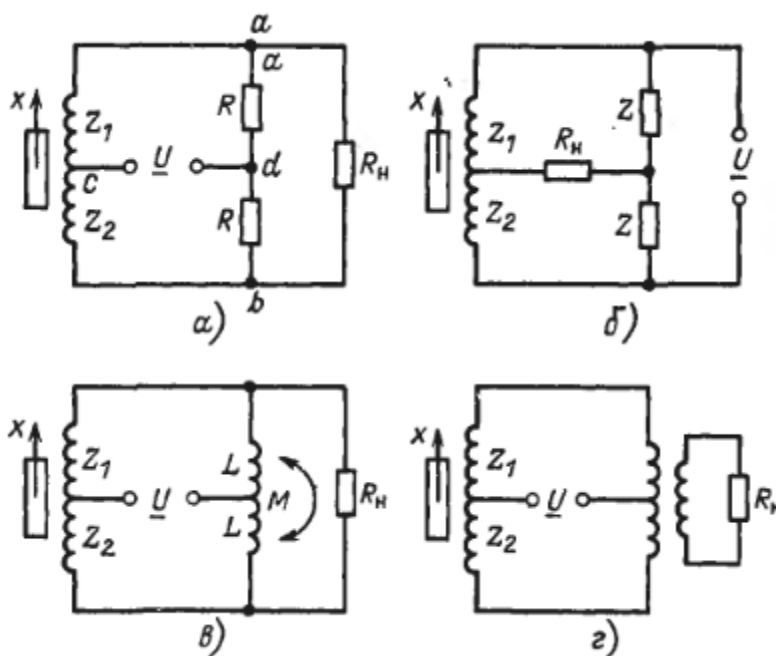


Рис. 3.5.4

второго типа. Благодаря использованию этих цепей уменьшается аддитивная погрешность, улучшается линейность функции преобразования, в 2 раза возрастает чувствительность и уменьшается сила притяжения якоря.

Схемы включения. Основными дифференциальными схемами включения индуктивных преобразователей являются мостовые схемы (рис. 3.5.4), где в общем случае $\underline{Z}_1 = R_{\text{пр}} + j\omega L_1$ и $\underline{Z}_2 = R_{\text{пр}} + j\omega L_2$ – полные сопротивления секций дифференциальных индуктивных преобразователей. Сопротивления других плеч могут быть как активными, так и реактивными. В качестве этих плеч могут служить секции двухобмоточного дросселя (рис. 3.5.4, в) или трансформатора с двухсекционной первичной обмоткой (рис. 3.5.4, з).

Источник питания \underline{U} и нагрузка R_n могут меняться местами (рис. 3.5.4, а и б), при этом чувствительность моста также изменяется.

Мосты обычно проектируют так, что напряжение на измерительной диагонали отсутствует, если на дифференциальный преобразователь не воздействует входная величина и его якорь находится в среднем положении. При этом сопротивления плеч \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 равны между собой, их значения принимаем за \underline{Z}_0 . При перемещении якоря сопротивление одной секции становится равным $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_0 + \Delta \underline{Z}_1$, сопротивление другой $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_0 - \Delta \underline{Z}_2$. Изменения сопротивлений $\Delta \underline{Z}_1 = j\omega L_1$ и $\Delta \underline{Z}_2 = j\omega L_2$, соответствующие некоторому перемещению якоря относительно его среднего положения, в общем случае не равны между собой в силу нелинейности функции преобразования. Однако если перемещение мало, то их различия незначительны. Положим, что при малых перемещениях якоря относительно его среднего положения изменение сопротивлений линейно зависит от перемещения якоря. При этом

$$\Delta \underline{Z}_1 = \Delta \underline{Z}_2 = \Delta \underline{Z}. \quad (3.5.9)$$

Изменения сопротивлений преобразователей обычно невелики, и можно считать, что напряжение на измерительной диагонали моста изменяется пропорционально $\Delta \underline{Z} / \underline{Z}_0$. В этом случае функция преобразования мостовой схемы характеризуется только чувствительностью

$$\underline{S}_{\text{сх}} = \underline{U}_{\text{вых}} / (\Delta \underline{Z} / \underline{Z}_0), \quad (3.5.10)$$

где $\underline{U}_{\text{вых}}$ – напряжение на измерительной диагонали при изменении сопротивления преобразователя, равном $\Delta \underline{Z}$.

Чувствительность схемы $\underline{S}_{\text{сх}}$, как и выходное напряжение $\underline{U}_{\text{вых}}$, является комплексной величиной. Ее аргумент определяет фазовый сдвиг напряжения на измерительной диагонали моста относительно напряжения питания. Определим чувствительность для схемы, приведенной на рис. 3.5.4, а. В режиме холостого хода, когда $R_n = \infty$

$$\begin{aligned} \underline{U}_{\text{вых, х}} &= \underline{UR} / (\underline{Z}_2 + R) - \underline{UR} / (\underline{Z}_1 + R) = \\ &= 2\underline{UR}\Delta \underline{Z} / [(\underline{Z}_0 + R)^2 + \Delta \underline{Z}^2] \approx \\ &\approx 2\underline{UR}\Delta \underline{Z} / (\underline{Z}_0 + R)^2, \end{aligned} \quad (3.5.11)$$

поскольку $|\Delta \underline{Z}^2| \ll |(\underline{Z}_0 + R)^2|$.

Подставив

значение $(\underline{U}_{\text{вых, х}})$ в (3.5.11), получим

выражение для чувствительности схемы в режиме холостого хода:

$$\underline{S}_{\text{сх, х}} = 2UR\underline{Z}_0 / (\underline{Z}_0 + R)^2. \quad (3.5.12)$$

Когда сопротивление нагрузки R_H соизмеримо с другими сопротивлениями цепи, для определения чувствительности $\underline{S}_{\text{сх}}$ нужно определить напряжение на R_H . Согласно теореме об активном двухполюснике это напряжение (рис. 3.5.5, а)

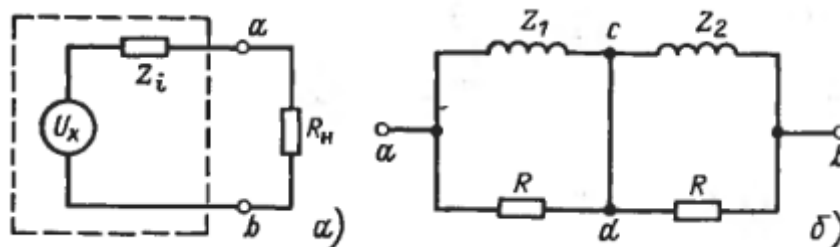


Рис. 3.5.5

$$\underline{U}_{\text{вых}} = \underline{U}_x R_H / (R_H + \underline{Z}_i), \quad (3.5.13)$$

где \underline{Z}_i – сопротивление мостовой цепи со стороны нагрузки между точками a – b при закороченном источнике напряжения (точки c – d на рис. 3.5.5, б).

Подставив (4.107) в (4.104), получим

$$\begin{aligned} \underline{S}_{\text{сх}} &= [\underline{U}_x R_H / (\underline{Z}_i + R_H)] / (\Delta \underline{Z} / \underline{Z}_0) = \\ &= (\underline{S}_{\text{сх}})_x R_H / (\underline{Z}_i + R_H). \end{aligned} \quad (3.5.14)$$

Преобразовав схему моста (рис. 3.5.5, а), как показано на рис. 4.27, б, получим

$$\underline{Z}_i = \underline{Z}_1 R / (\underline{Z}_1 + R) + \underline{Z}_2 R / (\underline{Z}_2 + R). \quad (3.5.15)$$

Подставив значения $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_0 + \Delta \underline{Z}$ и $\underline{Z}_2 = \underline{Z}_0 - \Delta \underline{Z}$ и проведя алгебраические преобразования, в ходе которых $|\Delta \underline{Z}^2| \ll |(R + \underline{Z}_0)^2|$ считаем

$$\underline{Z}_i = 2\underline{Z}_0 R / (\underline{Z}_0 + R). \quad (3.5.16)$$

Следовательно, чувствительность схемы при включенном сопротивлении нагрузки R_H

$$\underline{S}_{\text{сх}} = \frac{2UR\underline{Z}_0 R_H}{(R + \underline{Z}_0) [2\underline{Z}_0 R + R_H (R + \underline{Z}_0)]}. \quad (3.5.17)$$

Аналогично можно определить выражения для чувствительности других схем. Например, чувствительность схемы рис 4.26, б в режиме холостого хода

$$\underline{S}_{\text{сх, х}} = U/2 \quad (3.5.18)$$

не зависит от параметров цепи.

Из (3.5.18) следует, что напряжение на выходе моста $\underline{U}_{\text{вых}}$ пропорционально $\Delta \underline{Z}$. При изменении знака $\Delta \underline{Z}$ с плюса на минус также

изменяет знак напряжения $\underline{U}_{\text{вых}}$. Для переменного напряжения это соответствует изменению его фазы на 180° .

Можно показать, что чувствительность схем, приведенных на рис. 3.5.5, в, может быть выше, чем чувствительность рассмотренных схем. В схеме рис. 3.5.5, г имеется возможность согласования сопротивления нагрузки с выходным сопротивлением моста; цепи питания моста и нагрузки гальванически не соединены.

Погрешность индуктивных преобразователей. Температурная погрешность индуктивных преобразователей в основном обусловлена изменением активной составляющей их сопротивления. Эта погрешность аддитивна и уменьшается в случае применения мостовых схем. Кроме того, при изменении температуры изменяется магнитная проницаемость стали, что приводит к некоторому дополнительному изменению аддитивной и мультипликативной погрешностей.

При изменении напряжения питания меняется магнитная проницаемость магнитопровода преобразователя, а следовательно, его сопротивление и чувствительность. Изменяется также чувствительность мостовой измерительной цепи. Изменение сопротивления приводит к аддитивной погрешности и компенсируется мостовой цепью. Изменение чувствительности создает мультипликативную погрешность. Для ее уменьшения либо стабилизируют напряжение источника питания моста, либо применяют компенсационные схемы измерения.

Изменение частоты питающего напряжения приводит к изменению сопротивления резисторов, включенных в мост, и меняет чувствительность. Малую погрешность имеют мостовые схемы (рис. 3.5.5, б), у которых чувствительность в режиме холостого хода $S_{\text{сх,х}}$ не зависит от параметров цепи. У других схем для уменьшения погрешности нужно стабилизировать частоту питающего напряжения.

При перемещении якоря преобразователя изменяется выходное напряжение моста. При среднем положении якоря должно быть $\underline{U}_{\text{вых}} = 0$. Однако практически имеется небольшое напряжение, что приводит к аддитивной погрешности измерительного моста. Для балансировки мостов переменного тока необходима отдельная регулировка действительной и мнимой составляющих его выходного напряжения. В мостах с индуктивными преобразователями одна составляющая регулируется перемещением якоря преобразователя, другая – путем регулировки других сопротивлений (например, сопротивлений R в схеме рис. 3.5.5, а). Если регулировка сделана недостаточно тщательно, то изменением положения якоря нельзя полностью сбалансировать схему.

Другая причина погрешности моста заключается в том, что в питающем напряжении помимо напряжения с основной частотой имеются составляющие с кратными частотами и с частотой промышленной сети. Реальный мост переменного тока, питающийся таким напряжением,

полностью сбалансировать трудно вследствие наличия несбалансированных составляющих с частотами, отличными от основной.

Для уменьшения погрешности, обусловленной остаточным разбалансом моста, используется фазочувствительный выпрямитель. Его средний выходной ток

$$I = kU \cos \varphi, \quad (3.5.19)$$

где U – подаваемое на вход напряжение; φ – фазовый угол между измеряемым и управляющим напряжением; k – коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров выпрямителя.

Прибор проектируется так, чтобы напряжение разбаланса моста, вызванное перемещением якоря преобразователя, было в фазе с управляющим напряжением, а напряжение, вызванное плохим подбором сопротивлений, было сдвинуто на угол $\varphi = \pi/2$. При этом выходной ток выпрямителя будет определяться только перемещением якоря индуктивного преобразователя.

Фазочувствительный выпрямитель выпрямляет напряжение, имеющее ту же частоту, что и управляющее напряжение, и частоту его нечетных гармоник. Это значительно уменьшает аддитивную погрешность, вызванную наличием высших гармоник в напряжении питания моста.

3.6. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Трансформаторный преобразователь представляет собой трансформатор, у которого под влиянием входного сигнала изменяется взаимная индуктивность, что приводит к изменению вторичного, выходного напряжения.

Различают два вида трансформаторных преобразователей: с изменяющимся магнитным сопротивлением и с постоянным магнитным сопротивлением и подвижной обмоткой.

Преобразователи первого вида конструктивно аналогичны индуктивным преобразователям и отличаются тем, что вместо одной имеют две обмотки. Так, например, преобразователь (рис. 3.6.1,а) состоит из П-образного магнитопровода подвижного якоря 2 и двух обморок w_1 и w_2 . При изменении воздушного зазора δ изменяются магнитное сопротивление R_m и взаимная индуктивность \mathcal{M} . При этом изменяется вторичная ЭДС

$$\underline{E}_2 = j \omega \mathcal{M} \underline{I}_1. \quad (3.6.1)$$

Как известно, коэффициент взаимоиндуктивности представляет собой коэффициент пропорциональности между потокосцеплением вторичной обмотки $w_2 \Phi_2$ и током первичной обмотки I_1 :

$$\mathcal{M} = w_2 \Phi_2 / I_1. \quad (3.6.2)$$

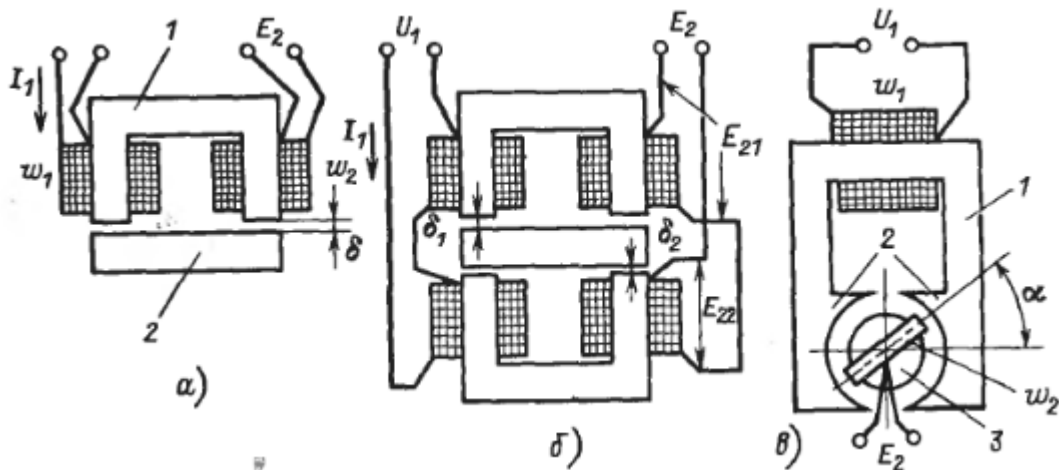


Рис. 3.6.1

Ток катушки возбуждения I_1 связан с ее МДС F_1 , законом полного тока

$$I_1 = F_1/w_1, \quad (3.6.3)$$

где w_1 – число витков первичной обмотки.

Из последних равенств следует

$$\mathcal{M} = w_1 w_2 \Phi_2 / F_1 = w_1 w_2 / R_M^*, \quad (3.6.4)$$

где $R_M^* = F_1 / \Phi_2$ – взаимное магнитное сопротивление.

Если рассеяние магнитного потока мало и можно считать, что $\Phi_1 = \Phi_2$, то $R_M^* = R_M$. Из (3.6.1) – (3.6.4) следует

$$\underline{E}_2 = j\omega w_1 w_2 \underline{I}_1 / R_M. \quad (3.6.5)$$

Магнитная цепь трансформаторного преобразователя аналогична магнитной цепи индуктивного преобразователя (рис. 3.6.1, а). Поэтому, подставив выражение (3.6.4) в (3.6.5), можно получить его функцию преобразования

$$\underline{E}_2 = j\omega w_1 w_2 \underline{I}_1 \mu_0 Q / (2\delta + l_{ст} / \mu_r). \quad (3.6.6)$$

Пренебрегая магнитным сопротивлением стали ($l_{ст} / \mu_r \ll 2\delta_0$), получим

$$\underline{E}_2 = j\omega w_1 w_2 \underline{I}_1 \mu_0 Q / 2\delta. \quad (3.6.7)$$

По выражениям (3.6.6) и (3.6.7) можно определить \underline{E}_2 , если ток возбуждения \underline{I}_1 не зависит от перемещения якоря. Однако если преобразователь подключить к источнику с постоянным напряжением \underline{U}_1 , то при уменьшении, например, воздушного зазора δ возрастают индуктивность первичной обмотки L_1 , и сопротивление первичной цепи $j\omega L_1$, что ведет к уменьшению тока I_1 и вторичной ЭДС E_2 . Она будет меньше, чем рассчитанная по выражениям (3.6.6), (3.6.7).

Большой стабильностью первичного тока обладает дифференциальный преобразователь (рис. 3.6.1 б). У этого преобразователя первичные обмотки соединены последовательно и подключены к источнику переменного напряжения с постоянным значением \underline{U}_1 , а вторичные включены встречно. Для упрощения анализа можно считать, что дифференциальный

преобразователь состоит из двух простых. При перемещении якоря сопротивление первичной обмотки Z_1 , одного простого преобразователя возрастает, а другого Z_2 – примерно на столько же уменьшается. В целом сопротивление первичной цепи остается почти без изменений, а ток I_1 – постоянным и равным

$$\underline{I}_1 = \underline{U}_1 / (Z_1 + Z_2) \approx \underline{U}_1 / (2j\omega L_0). \quad (3.6.8)$$

Индуктивность первичной обмотки L_0 определяется согласно (3.6.8). Если пренебречь магнитным сопротивлением стали ($l_{ст} / \mu_r \ll 2\delta_0$), то

$$\underline{I}_1 \approx \underline{U}_1 \delta_0 / j\omega w_1^2 \mu_0 Q, \quad (3.6.9)$$

где w_1 – число витков первичной обмотки; δ_0 – воздушный зазор при среднем положении якоря.

ЭДС дифференциального преобразователя равна разности ЭДС одинарных:

$$\underline{E}_2 = \underline{E}_{21} - \underline{E}_{22}. \quad (3.6.10)$$

Подставив (3.6.7) в (3.6.9) и учтя (3.6.10), получим функцию преобразования дифференциального трансформаторного датчика (рис. 3.6.1, б):

$$\begin{aligned} \underline{E}_2 &= (j\omega w_1 w_2 \mu_0 Q / \delta_1) \underline{I}_1 - (j\omega w_1 w_2 \mu_0 Q / \delta_2) \underline{I}_1 = \\ &= (1/2) (w_2 / w_1) \underline{U}_1 \delta_0 (1 / (\delta_0 - \Delta\delta) - 1 / (\delta_0 + \Delta\delta)) \approx \\ &\approx (w_2 / w_1) \underline{U}_1 \Delta\delta / \delta_0, \end{aligned} \quad (3.6.11)$$

где $\delta_1 = \delta_0 - \Delta\delta$ и $\delta_2 = \delta_0 + \Delta\delta$, $\Delta\delta$ – смещение якоря относительно его среднего положения.

Функция преобразователя дифференциального трансформаторного преобразователя линейна при $\delta_0^2 \gg \Delta\delta^2$.

Чувствительность преобразователя

$$\underline{S} = \underline{E}_2 / \Delta\delta = (1 / \delta_0) (w_2 / w_1) \underline{U}_1 \quad (3.6.12)$$

пропорциональна питающему напряжению U_1 .

Свойства дифференциальных трансформаторных преобразователей аналогичны свойствам соответствующих индуктивных преобразователей.

К преобразователям с постоянным магнитным сопротивлением и подвижной обмоткой относятся ферродинамические трансформаторные преобразователи и вращающиеся трансформаторы.

Схема ферродинамического преобразователя угла поворота приведена на рис. 3.6.1, в. Он состоит из П-образного магнитопровода 1 с полюсными наконечниками 2. На магнитопроводе помещена обмотка возбуждения w_1 . Вторичная подвижная обмотка w_2 помещена между полюсными наконечниками. Внутри обмотки w_2 для уменьшения магнитного сопротивления вставляется цилиндрический ферромагнитный сердечник 3.

Воздушный зазор между сердечником и полюсными наконечниками одинаков, также одинакова в воздушном зазоре и магнитная индукция.

Обмотка w_1 , включается в цепь переменного напряжения, имеющего частоту ω , и создает магнитный поток. Часть его проходит через обмотку и наводит в ней ЭДС E_2 . При повороте обмотки наведенная ЭДС изменяется.

Согласно закону Кирхгофа напряжение приложенное к первичной обмотке w_1 , равно

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_1 + \underline{I}_1 R_1 = j\omega w_1 \underline{\Phi}_1 + \underline{I}_1 R_1, \quad (3.6.13)$$

где \underline{E}_1 – ЭДС самоиндукции; $\underline{\Phi}_1$ — магнитный поток, создаваемый обмоткой w_1 ; R_1 – ее активное сопротивление.

Если это сопротивление пренебрежимо мало и напряжение уравнивается ЭДС \underline{E}_1 , то

$$\underline{\Phi}_1 = \underline{U}_1 / j\omega w_1. \quad (3.6.14)$$

Часть этого потока проходит через вторичную обмотку w_2

$$\underline{\Phi}_2 = 2\alpha \underline{\Phi}_1 / \pi, \quad (3.6.15)$$

где α – угол поворота рамки (рис. 3.6.1,в) и наводит в ней ЭДС

$$\underline{E}_2 = j\omega w_2 \underline{\Phi}_2 = (2\alpha/\pi) (w_2/w_1) \underline{U}_1. \quad (3.6.16)$$

Отсюда видно, что ЭДС вторичной обмотки пропорциональна углу α .

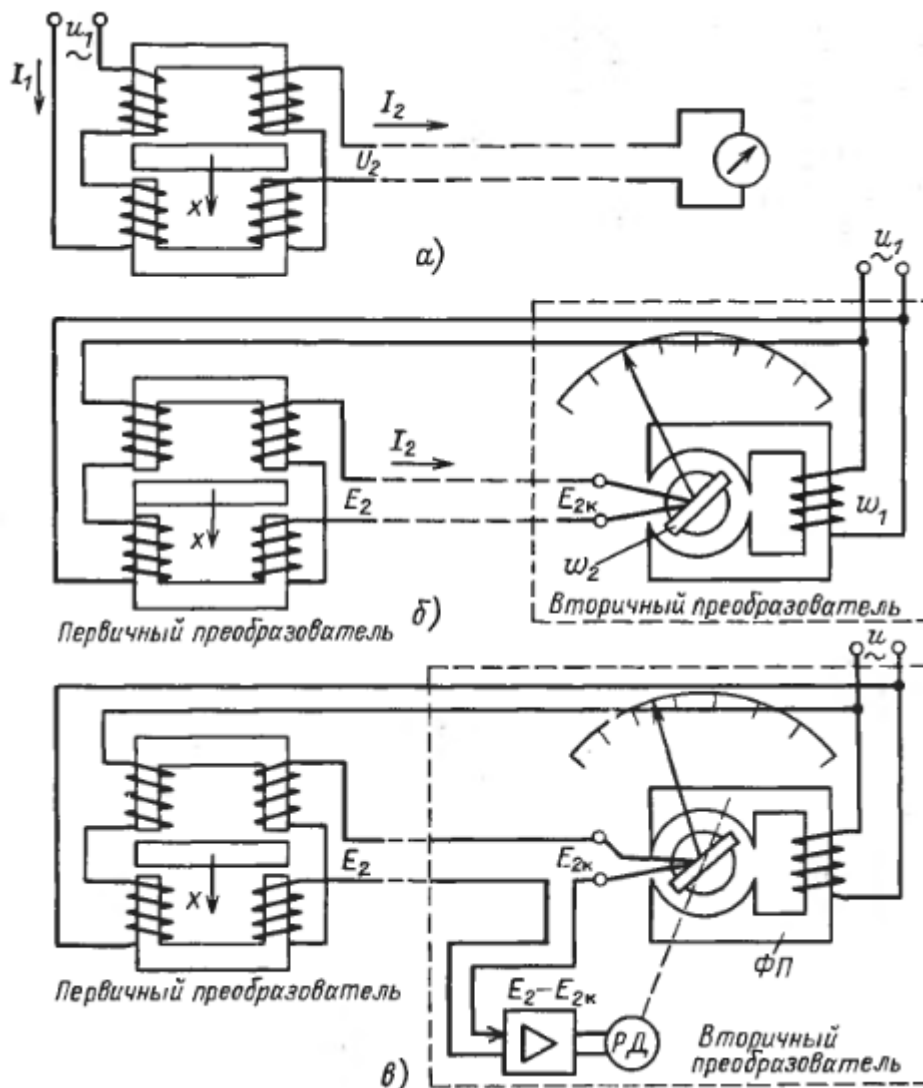


Рис. 3.6.2

Схемы включения трансформаторных преобразователей. Вторичное напряжение трансформаторного преобразователя может быть измерено любым вольтметром переменного тока с соответствующим пределом измерения (рис. 3.6.2,а). Эта схема отличается простотой, но применяется редко, поскольку напряжение \underline{U}_2 и, следовательно, показания прибора зависят от первичного напряжения \underline{U}_1 . Кроме того, напряжение \underline{U}_2 зависит от выходного сопротивления преобразователя $\underline{Z}_{\text{вых}}$.

Выходное напряжение

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - \underline{I}_2 \underline{Z}_{\text{вых}}, \quad (3.6.17)$$

где \underline{E}_2 – выходная ЭДС преобразователя; \underline{I}_2 – ток, потребляемый вольтметром.

С изменением температуры, частоты питающего напряжения и по другим причинам выходное сопротивление может изменяться. Это приводит к погрешности. Погрешность может возникнуть также и вследствие изменения параметров линии связи между преобразователем и вольтметром. Очевидно, что погрешность уменьшается с уменьшением тока, потребляемого вольтметром.

Лучшими метрологическими характеристиками обладает схема, показанная на рис. 3.6.2,б. Здесь вторичным преобразователем служит ферродинамический измерительный механизм, отличающийся от обычных механизмов этой системы тем, что у него нет пружины, создающей противодействующий момент. Обмотка возбуждения w_1 , питается тем же напряжением, что и обмотка первичного трансформаторного преобразователя. Обычно это напряжение промышленной сети. Измеряемое напряжение подводится к подвижной рамке w_2 .

Вращающий момент ферродинамического механизма пропорционален току I_2 , протекающему в рамке w_2 , и направлен так, чтобы его уменьшать. Вращающий момент стремится повернуть рамку w_2 . Она поворачивается и устанавливается в таком изложении, когда ее ЭДС $E_{2к}$, определяемая выражением (3.6.17), уравновесит выходную ЭДС E_2 первичного преобразователя. Показания прибора, построенного по этой схеме, мало зависят от питающего напряжения и его частоты, поскольку при их изменении одинаково изменяются как выходная ЭДС E_2 первичного преобразователя, так и ЭДС ферродинамического механизма $E_{2к}$.

В рассуждениях, приведенных выше, пренебрегают моментом трения ферродинамического механизма. Вследствие трения показание прибора может установиться, когда вращающий момент сравняется с моментом трения. При этом по рамке будет течь некоторый остаточный ток и показания прибора будут содержать погрешность. Поскольку остаточный ток I_2 зависит от сопротивлений выходной цепи преобразователя, то показания прибора в некоторой степени также зависят от этого сопротивления, однако эта зависимость меньше, чем для предыдущей схемы.

Еще меньшую погрешность имеют автоматические компенсаторы. Принципиальная схема одного из них приведена на рис. 3.6.2,в. Он включает в себя усилитель переменного тока, ферродинамический преобразователь угла $\Phi П$ и реверсивный двигатель $РД$. Вал последнего через редуктор связан с подвижной обмоткой ферродинамического преобразователя и с устройствами отсчета, регистрации и регулирования измеряемой величины.

На вход усилителя подается разность ЭДС первичного преобразователя E_2 и компенсирующей ЭДС $E_{2к}$, которая создается ферродинамическим преобразователем. Усиленное напряжение приводит во вращение ротор реверсивного двигателя, и $E_{2к}$ изменяется. Разность $E_2 - E_{2к}$ может быть либо в фазе, либо в противофазе с напряжением сети U . В зависимости от фазы ротор вращается в ту или иную сторону таким образом, чтобы при изменении $E_{2к}$ разность $E_2 - E_{2к}$ уменьшалась. Ротор, а вместе с ним и указатель прибора останавливаются, когда $E_2 = E_{2к}$.

Автоматический компенсатор (рис. 3.6.2,в) имеет погрешность значительно меньшую, чем приборы, описанные выше. Класс точности приборов этого типа обычно не хуже 0,5.

В Государственной системе приборов (ГСП) нормируется изменение коэффициента взаимной индуктивности трансформаторных преобразователей.

При изменении измеряемой величины в номинальном диапазоне он должен изменяться в пределах 0-10, 0-20 или 10-0-10мГн. Последние значения получаются при изменении фазы напряжения, что происходит, например, при изменении воздушного зазора от $\delta_1 = \delta_0 + \Delta\delta_{\text{ном}}$ до $\delta_2 = \delta_0 - \Delta\delta_{\text{ном}}$.

Погрешность трансформаторных преобразователей. Причины погрешностей трансформаторных преобразователей с изменяющимся магнитным сопротивлением аналогичны причинам погрешностей индуктивных преобразователей. Аналогичны также методы их уменьшения. Аддитивные погрешности значительно уменьшаются при использовании дифференциальных преобразователей.

Все трансформаторные преобразователи имеют также специфические причины погрешности, обусловленные протеканием тока во вторичных обмотках и изменением их сопротивления. Это мультипликативные погрешности, уменьшающиеся с уменьшением тока, потребляемого вторичным преобразователем. Погрешность отсутствует при измерении ЭДС первичную преобразователя компенсационным методом с помощью автоматического компенсатора.

Изменение температуры преобразователя вызывает изменение ЭДС E_2 . При увеличении температуры возрастает активное сопротивление первичных обмоток и полное их сопротивление. Это уменьшает первичный ток I_1 и ЭДС E_2 .

3.7. ИНДУКЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Индукционным преобразователем намывается преобразователь, принцип действия которого основан на законе электромагнитной индукции. Преобразователь имеет катушку. При воздействии входной величины на преобразователь изменяется потокосцепление ψ катушки с внешним по отношению к катушке магнитным полем. При этом в катушке наводится ЭДС

$$e = -d\psi/dt. \quad (3.7.1)$$

Потокосцепление

$$\psi = w\Phi = wBQ, \quad (3.7.2)$$

где w – число витков катушки; Φ – проходящий через нее поток; Q – площадь, через которую проходит этот поток; B – индукция магнитного поля.

ЭДС в катушке может наводиться при изменении во времени любой из перечисленных величин w , B , Q .

В качестве примера рассмотрим преобразователь, который представляет собой магнитную систему с постоянным магнитом, в воздушном зазоре которой перемещается катушка (рис. 4.30). При движении катушки с изменением x изменяется площадь катушки, находящейся в магнитном поле, $Q = bx$. Это приводит к изменению потокосцепления $\psi = wBbx$, и в катушке наводится ЭДС

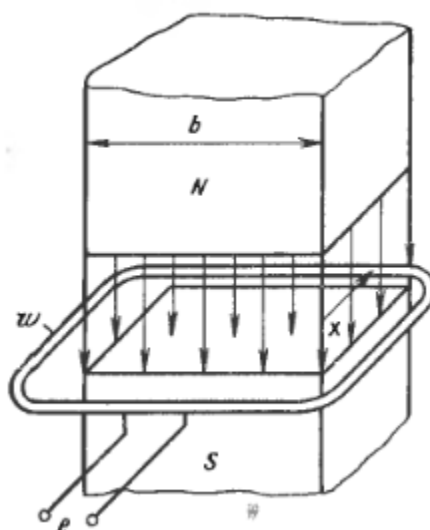


Рис. 3.7.1

$$e = -d\Phi/dt = -wBb(dx/dt). \quad (3.7.3)$$

Индукционные преобразователи служат для преобразования линейной dx/dt или угловой da/dt скорости перемещения катушки относительно магнитного поля в ЭДС. Они являются генераторными преобразователями и преобразуют механическую энергию в электрическую.

Различают ряд типов преобразователей. Рассмотрим их.

Преобразователи скорости вибрации. Индукционные преобразователи генерируют ЭДС только при перемещении катушки в магнитном поле. По этой причине преобразователи этого типа могут служить для преобразования линейной скорости в ЭДС на небольших длинах пути. Обычно они применяются для измерения скорости вибрации, когда ее амплитуда не превышает нескольких сантиметров. Одна из конструктивных схем преобразователя вибрационной скорости показана на рис. 3.7.1,а.

Преобразователь имеет кольцевой магнит 1, вставленный в стальное ярмо 2. Магнитный поток от постоянного магнита проходит по центральному цилиндрическому сердечнику через воздушный зазор и кольцевой полюсной наконечник 3. В цилиндрическом воздушном зазоре находится намотанная на каркас катушка 4. Она может перемещаться в воздушном зазоре вдоль оси преобразователя.

Катушку условно можно разделить на три части *I-III* (рис. 3.7.1,а): *I* - находится вне магнитопровода, и магнитный поток в нее не заходит, *II* - находится в воздушном зазоре, образованном полюсными наконечниками и

цилиндрическим сердечником. Магнитный поток, пронизывающий

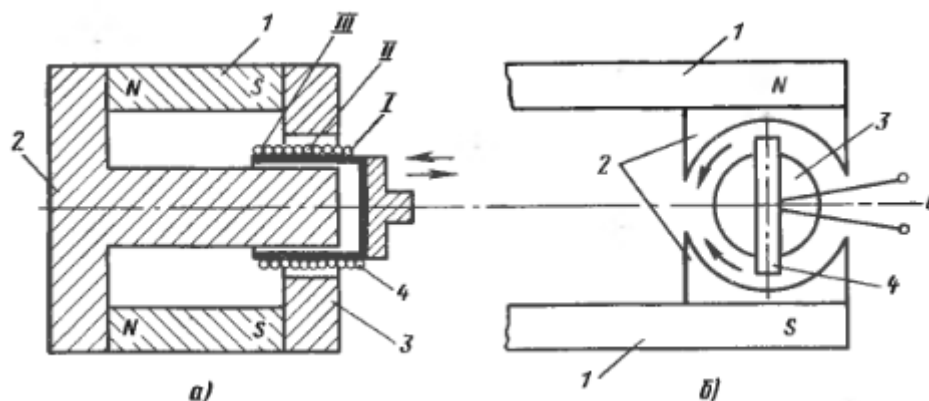


Рис. 3.7.2

витки этой части катушки, не меняется во времени, число витков также остается постоянным. В этой части катушки ЭДС не наводится. Часть III катушки находится вне воздушного зазора, но внутри магнитной системы. Магнитный поток, проходящий через витки этой катушки, также постоянен, но при вибрации катушки изменяется число витков. Изменение числа витков приводит к изменению потокосцепления и наводит ЭДС. Витки катушки обычно наматываются равномерно. При этом ЭДС преобразователя пропорциональна скорости вибрации.

Индукционные преобразователи могут применяться и для измерения угловой виброскорости. Схема такого преобразователя показана на рис. 3.7.2,б. Он состоит из постоянного магнита 1, полюсных наконечников 2, цилиндрического стального сердечника 3 и катушки 4. Устройство преобразователя аналогично устройству магнитоэлектрического измерительного механизма. При повороте катушки вокруг оси сердечника ее потокосцепление изменяется и в ней индуцируется ЭДС, пропорциональная угловой скорости.

Тахиметрические преобразователи. Преобразователи этого типа представляют собой электромашинные генераторы. В качестве примера рассмотрим синхронный* преобразователь с вращающимся постоянным магнитом (рис. 3.7.2,а): он состоит из статора 1, на котором помещена обмотка, и ротора 2 с закрепленным на нем постоянным магнитом. При вращении магнита изменяется поток, проходящий через обмотку, и в ней индуцируется переменная ЭДС. Амплитуда и частота ЭДС пропорциональны частоте вращения ротора. Частота ЭДС определяется соотношением $f=np/60$, где n - частота вращения, об/мин; p — число пар полюсов.

На рис. 3.7.2,б приведена схема тахиметрического преобразователя постоянного тока с возбуждением от постоянного магнита, расположенного на статоре 1. Измерительная обмотка расположена на ро-

Преобразователь называется синхронным, так как частота его ЭДС равна или кратна частоте вращения вала.

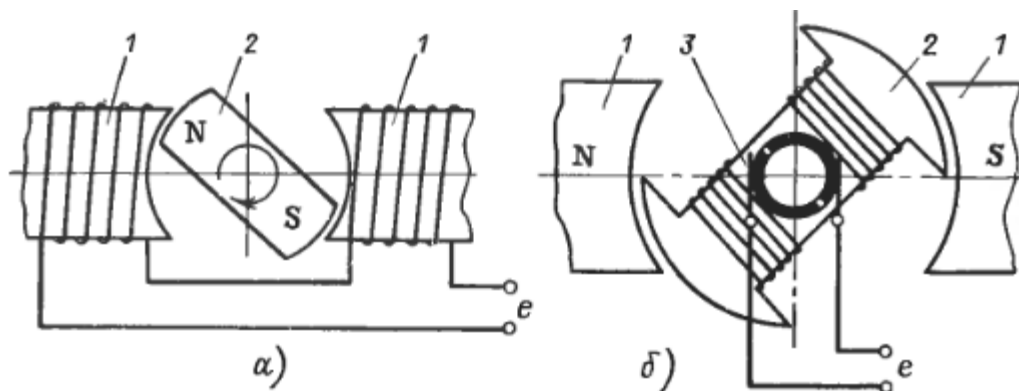


Рис. 3.7.3

торе 2, и при его вращении в ней образуется переменная ЭДС, которая снимается с вращающегося ротора и подается на статор с помощью коллектора 3 и скользящих по нему щеток. При этом переменная ЭДС выпрямляется.

Если в нагрузке преобразователя течет ток, то преобразователь отдает в измерительную цепь некоторую электрическую мощность. Эта энергии образована из механической. Механическая мощность

$$P_M = \omega M, \quad (3.7.4)$$

где ω — угловая частота вращения ротора; M — необходимый для этого момент, он связан с электрической мощностью соотношением

$$P_{эл} = \eta \omega M, \quad (3.7.5)$$

где η - КПД.

Из приведенных соотношений видно, что с увеличением тока, генерируемого преобразователем, увеличивается момент на его валу.

Импульсные преобразователи. Преобразователь этого типа (рис. 3.7.3) представляет собой катушку 1 с разомкнутым ферромагнитным сердечником, установленную возле вала 2, частота вращения которого измеряется; на валу монтируется один или несколько ферромагнитных зубцов 3. Сердечник катушки предварительно намагничивается. При вращении вала зуб проходит вблизи катушки и уменьшает магнитное сопротивление R_M сердечника, как показано на графике. В соответствии с этим изменяется магнитный поток, проходящий через катушку, и в ней индуцируется ЭДС e . С выводом катушки снимается последовательность двуполярных импульсов, частота которых равна частоте прохождения зубцов вблизи катушки, т.е. пропорциональна частоте вращения вала.

Вторичным преобразователем импульсного индукционного преобразователя является частотомер, программированный в единицах частоты вращения.

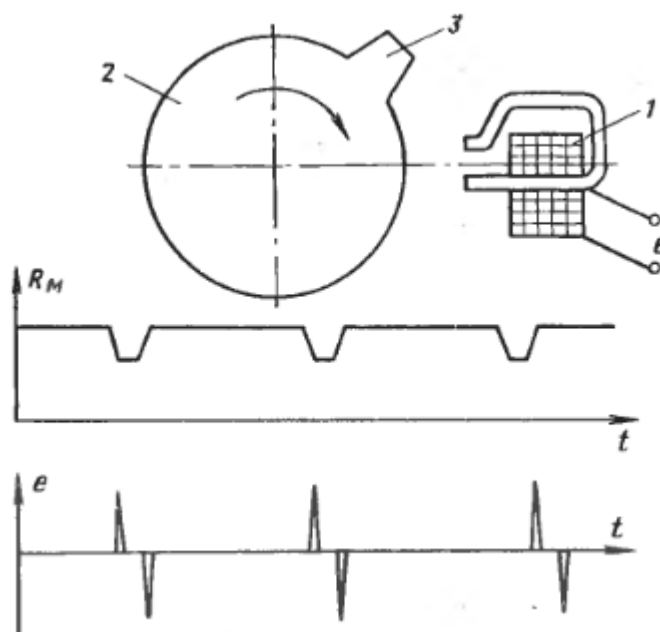


Рис. 3.7.4

Погрешность индукционных преобразователей. ЭДС индукционных преобразователей пропорциональна скорости перемещения катушки лишь при условии, «по индукция B постоянна на протяжении всего пути ее перемещения. Непостоянство индукции вызывает возникновение погрешности.

Погрешность индукционных преобразователей также во многом зависит от тока, который потребляет вторичный преобразователь. Проходя по измерительной обмотке индукционного преобразователя, этот ток создает магнитное поле, которое согласно правилу Ленца направлено встречно направлению основного поля и производит размагничивающее действие. Вследствие этого суммарная индукция уменьшается, уменьшается и ЭДС преобразователя. Это явление, имеющее место в электрических машинах и, в частности, в тахометрических преобразователях называется реакцией якоря. Вследствие реакции якоря уменьшается чувствительность тахометрического преобразователя и его функция преобразования становится нелинейной, что приводит к погрешности. Для уменьшения погрешности следует уменьшить ток преобразователя. Имеются также конструктивные методы уменьшения этой погрешности.

Описанный вид погрешности присущ тахометрическим преобразователям, поскольку их вторичными приборами служат электромеханические приборы с большим потреблением мощности.

Влияние тока нагрузки на функцию преобразования преобразователей вибрации меньше, чем на функцию преобразования тахометрических преобразователей. Нагрузкой преобразователей вибрации обычно являются электронные усилители. Они имеют большое входное сопротивление, которое ограничивает ток преобразователя и тем самым уменьшает погрешность.

Если нагрузка индукционного преобразователя потребляет значительный ток, то может возникнуть погрешность вследствие изменения внутреннего

сопротивления преобразователя, поскольку изменяется падение напряжения на его внутреннем сопротивлении. Изменение внутреннего сопротивления может быть обусловлено температурными изменениями сопротивления измерительной обмотки и сопротивления линии связи со вторичным прибором. Внутреннее сопротивление тахометрического преобразователя постоянного тока нестабильно также вследствие изменения сопротивления коллектора.

При изменении частоты вращения синхронного тахометрического преобразователя изменяется как ЭДС, так и ее частота. При изменении частоты меняются ею входное сопротивление и входное сопротивление его нагрузки. Изменения сопротивлений могут привести к нелинейной функции преобразования прибора в целом, даже если ЭДС тахометрического преобразователя линейно зависит от измеряемой скорости.

Выходной величиной синхронных тахометрических преобразователей является либо значение генерируемой ЭДС, либо ее частота. В последнем случае в качестве вторичного преобразователя используется частотомер. Применяемые стрелочные частотомеры не должны изменять свои показания при изменении напряжения.

Таким образом, погрешность индукционных преобразователей в значительной степени зависит от режима, в котором они работают. Наибольшая погрешность возникает в режиме, при котором через нагрузку течет значительный ток. Однако для работы в таком режиме используют наиболее простой вторичный преобразователь. Меньшие погрешности имеют место в режиме холостого хода, когда ток в измерительной катушке практически отсутствует. При работе в таком режиме требуется более сложная и дорогая аппаратура, должны использоваться измерительные механизмы повышенной чувствительности или усилительные устройства.

При измерении частоты вращения вала наименьшую погрешность можно получить, если в качестве выходной величины тахометрического преобразователя используется частота изменения ЭДС, а в качестве вторичного преобразователя - цифровой частотомер. При этом исключается влияние нестабильности величины выходного напряжения преобразователя и используется высокая точность цифрового частотомера. Однако в этом случае требуется наиболее сложная и дорогая аппаратура.

3.8. МАГНИТОУПРУГИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Работа магнитоупругого преобразователя основана на магнитоупругом эффекте. Как известно, ферромагнитные вещества имеют области самопроизвольной намагничивания (домены). В ненамагниченном состоянии вещества домены ориентированы хаотично и магнитные моменты отдельных доменов компенсируют друг друга. При помещении ферромагнитного тела в магнитное поле домены ориентируются в его направления. В слабом поле ориентация частичная; в сильном поле при магнитном насыщении материала

ориентируются все домены. Ориентация доменов вызывает увеличение магнитной индукции, характерное для ферромагнитных материалов.

Если на намагниченный образец ферромагнитного тела воздействовать внешней механической силой, то тело деформируется, домены изменят свою ориентацию и индукция в материале изменится. Явление имеет упругий характер. Если силу снять, то индукция примет прежнее значение. Поскольку абсолютная магнитная проницаемость вещества

$$\mu_a = \mu_r \mu_0 = B/H, \quad (3.8.1)$$

то при заданной напряженности поля H изменение индукции B эквивалентно изменению магнитной проницаемости.

Изменение индукции или магнитной проницаемости в ферромагнитных телах при действии на них силы называется магнитоупругим эффектом.

Рассмотренное явление используется для преобразования механической силы в электрическую величину.

Один из возможных типов магнитоупругого преобразователя представлен на рис. 3.8.1,а. Он представляет собой ферромагнитный сердечник с намотанной на нем катушкой. При действии силы F в материале сердечника возникает механическое напряжение σ , изменяется μ_r , следовательно, и магнитное сопротивление сердечника R_M , а также индуктивность катушки L . Формула преобразований имеет вид

$$F \rightarrow \sigma \rightarrow \mu \rightarrow R_M \rightarrow L. \quad (3.8.2)$$

Магнитоупругие преобразователи могут иметь две обмотки (рис. 4.34,6). Такие преобразователи являются трансформаторными. При действии силы вследствие изменения магнитной проницаемости изменяется взаимная индуктивность M между обмотками и ЭДС вторичной обмотки E . Формула преобразования имеет вид

$$F \rightarrow \sigma \rightarrow \mu_r \rightarrow R_M \rightarrow M \rightarrow E. \quad (3.8.3)$$

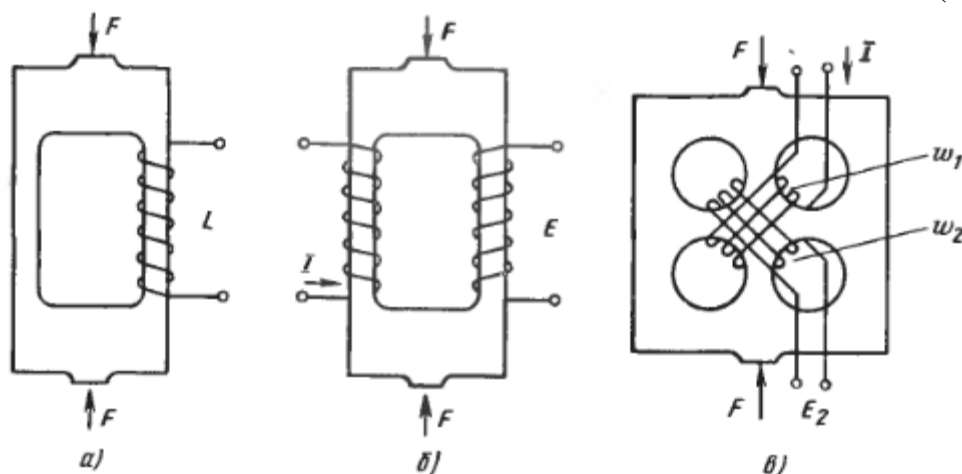


Рис. 3.8.2

При расчете преобразователя и его чувствительности нужно в соответствии с законами и правилами механики рассчитать механические

напряжения σ в элементах конструкции и их зависимость от измеряемой силы $\sigma = \sigma(F)$.

Зависимость $\mu_r = \mu_r(\sigma)$ в ферромагнитных веществах в общем случае нелинейна. Однако при небольших механических напряжениях можно считать, что относительное изменение магнитной проницаемости пропорционально σ :

$$\eta = \Delta\mu/\mu_{rном} = S_\mu\sigma, \quad (3.8.4)$$

где $\Delta\mu = \mu_r - \mu_{rном}$; μ_r - значение магнитной проницаемости при воздействии σ ; $\mu_{rном}$ - номинальная магнитная проницаемость при $\sigma = 0$; S_μ - чувствительность материала.

Магнитная проницаемость $\mu_{rном}$ зависит от напряженности поля H . Для увеличения $\Delta\mu$ целесообразно работать при таких H , при которых $\mu_{rном}$ максимальна. Наибольшую чувствительность S_μ имеют железоникелевые сплавы, меньшую – железокобальтовые сплавы и кремниевые стали. Так, электротехнические стали имеют чувствительность порядка $11 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}$, сталь марки СтЗ – $8 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}$. Имеются сплавы с чувствительностью $25 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2/\text{Н}$.

Зная конфигурацию и размеры преобразователя и зависимость магнитной проницаемости μ_r , от измеряемой силы F , можно определить зависимость сопротивления магнитной цепи, а также индуктивности L или коэффициента взаимоиנדукции M преобразователя:

$$L = w^2/R_M; \quad M = w_1 w_2 / R_M. \quad (3.8.5)$$

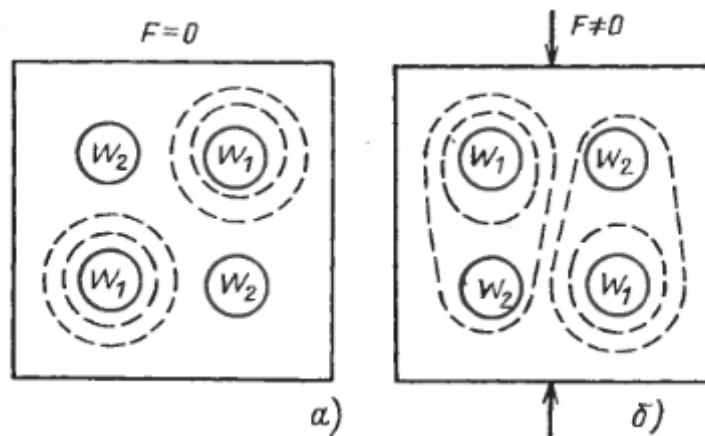


Рис. 3.8.3

Магнитопровод преобразователя следует делать без воздушных зазоров. Даже шлифованные друг к другу стыки магнитопровода имеют большое магнитное сопротивление и уменьшают чувствительность преобразователя. При действии измеряемой силы воздушные зазоры изменяются, что приводит к возникновению погрешности.

При низких частотах питающего напряжения или в случае, когда сердечник собран из достаточно тонких пластин, магнитное поле равномерно заполняет все сечение преобразователя и поверхностный эффект выражен

слабо. При сильно выраженном поверхностном эффекте магнитное сопротивление увеличивается, а чувствительность уменьшается.

Лучшими метрологическими характеристиками обладает магнитоанизотропный трансформаторный преобразователь, схема которого показана на рис. 3.8.3,в. Пока измеряемая сила не действует, магнитопровод такого преобразователя магнитоизотропен: его магнитная проницаемость одинакова во всех направлениях. Под действием механических напряжений магнитная проницаемость изменяется в направлении напряжения. Это изменяет магнитное сопротивление материала в том же направлении. Под действием механических напряжений материал становится магнитоанизотропным.

Преобразователь собран из пакета пластин, имеющих четыре отверстия. В отверстиях уложены две обмотки: питания w_1 и измерительная w_2 . Они расположены под углом 45° к направлению действия силы и под углом 90° друг к другу. При отсутствии измеряемой силы F магнитное поле, создаваемое обмоткой питания w_1 , направлено параллельно виткам измерительной обмотки w_2 и не заходит в нее (рис. 3.8.3,а). В измерительной обмотке ЭДС не индуцируется. Под действием измеряемой силы магнитная проницаемость в направлении ее действия изменяется и изменяется магнитное сопротивление в том же направлении. Это деформирует магнитное поле (рис. 3.8.3,б). Магнитный поток пронизывает измерительную обмотку и индуцирует в ней ЭДС E_2 , пропорциональную действующей силе.

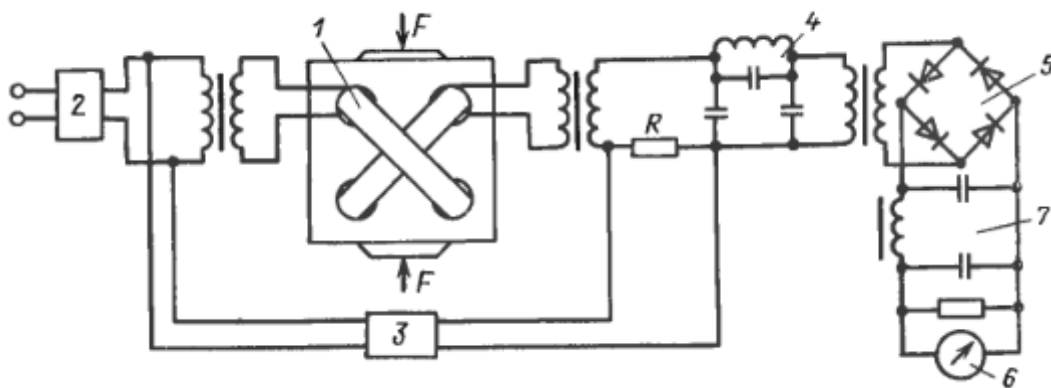


Рис. 3.8.4

Схемы включения. Магнитоупругие индукционные преобразователи включаются в мостовые измерительные цепи. В плечо, смежное с измерительным преобразователем, включается такой же преобразователь для компенсации аддитивных погрешностей. Он обычно не нагружается — прибор строится по дифференциальной схеме первого типа. Питание моста производится от феррорезонансного стабилизатора.

Схема включения трансформаторного магнитоанизотропного преобразователя приведена на рис. 3.8.4. Первичная обмотка 1 питается от феррорезонансного стабилизатора 2. На выходе у ненагруженного преобразователя имеется некоторое остаточное напряжение. Для его компенсации в цепь включен резистор R , на который подается напряжение

через фазосдвигающую цепочку 3. Напряжение питания преобразователя выбирается так, чтобы режим его работы был близок к режиму насыщения магнитной цепи. При этом на выходе преобразователя имеется напряжение верхних гармоник значительной величины. Для защиты от гармоник схема содержит фильтр верхних частот 4. Напряжение выпрямляется двухполупериодным выпрямителем 5 и подается на магнитоэлектрический измерительный механизм 6. Фильтр нижних частот 7 служит для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. При измерении быстропеременных процессов в качестве измерительного механизма включается гальванометр светолучевого осциллографа.

Магнитоупругие трансформаторные преобразователи могут работать также с автоматическими потенциометрами переменного тока.

Погрешность магнитоупругих преобразователей. Функции преобразования магнитоупругих преобразователей, как правило, нелинейна. Имеется ряд методов уменьшения нелинейности. Нелинейность уменьшается при сокращении диапазона измерения измеряемой силы; если наряду с измеряемой силой преобразователь нагружается некоторой дополнительной постоянной силой; при соответствующем выборе магнитного режима преобразователя; при применении магнитоанизотропных материалов, имеющих различную магнитную проницаемость в различных направлениях. Такие материалы получают в результате определенной технологической обработки —ковки, протяжки, прокатки и т. д. Применение этих мер позволяет уменьшить погрешность, происходящую вследствие нелинейности, до 1,5—2 %.

Функция преобразования при увеличении нагрузки магнитоупругих преобразователей отличается от функции преобразования при уменьшении нагрузки. Это отличие имеет гистерезисный характер и обусловлено магнитным и механическим гистерезисом. При статических измерениях гистерезис преобразователя больше, чем при динамических. Для уменьшения погрешности, вызванной гистерезисом, рекомендуется изготавливать преобразователи из материалов, имеющих возможно больший предел упругости и возможно меньшую петлю магнитного гистерезиса. Максимальные механические напряжения в магнитоупругом материале должны быть в 6–7 раз меньше его предела упругости. Погрешность, обусловленная гистерезисом, уменьшается после тренировки преобразователя. Тренировка производится 5-10-кратным нагружением силой, соответствующей пределу изменения преобразователя. Гистерезис может возникнуть также в результате сил трети, если, например, магнитопровод не сплошной, а составной. Приведенную погрешность, вызванную гистерезисом, можно снизить до 0,5-1 %.

Магнитоупругому преобразователю свойственно старение. При этом изменяется как магнитная проницаемость, так и внутреннее напряжение в материале преобразователя. Старение приводит к изменению электрических параметров (L , M) и к изменению чувствительности. Изменение характеристик уменьшается после естественного (в течение нескольких

месяцев) или ускоренного искусственного старения. Характеристики стабилизируются путем термообработки магнитопровода. Погрешность, вызванную изменением параметров, можно уменьшить применением дифференциальных преобразователей и дифференциальных схем включения. Таким образом, погрешность, обусловленную старением, можно уменьшить до 0,5 %.

При изменении температуры изменяются магнитная проницаемость магнитопровода и электрическое сопротивление обмоток. При резко выраженном поверхностном эффекте изменение температуры оказывает меньшее влияние, чем при слабо выраженном. Для уменьшения температурной погрешности используются дифференциальные схемы и специальные схемы температурной компенсации.

3.9. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Принцип действия и конструкция. Термоэлектрический преобразователь представляет собой термопару, состоящую из двух разнородных проводников P и Q соединенных между собой в двух точках, как схематически показано на рис. 3.9.1,а. На границе раздела двух различных металлов имеется контактная разность потенциалов $E_{PQ}(t)$, зависящая от рода металлов и от температуры контакта. В цепи, показанной на рис. 3.9.1,а, контактные разности потенциалов образуются в точках 1 и 2. Если $t_1=t_2$, то они равны между собой и, будучи противоположно направленными, взаимно уравниваются. Если же $t_1 \neq t_2$, то в цепи возникает результирующая ЭДС

$$E = E_{PQ}(t_1) - E_{PQ}(t_2), \quad (3.9.1)$$

называемая термоэлектродвижущей силой (термоЭДС). Места контактов называются спаями термопары.

Из (3.9.1) следуют следующие свойства термопары.

1. Если в цепи термопары включен третий проводник (проводник R на рис. 3.9.2,б) и его концы находятся при одинаковых температурах ($t'_1=t'_2$), то включение этого третьего проводника не изменяет ЭДС цепи. Третьим проводником могут быть провода прибора, измеряющего ЭДС термопары, и провода, соединяющие его с термопарой. Если концы термопары, подключенные к соединительным проводам, находятся при одинаковых температурах, то подключение измерительного прибора не изменяет термоЭДС.

2. ЭДС термопары является функцией двух независимых температур – температур ее спаев $E = E(t_1, t_2)$ – и не зависит от температур других точек термопары. ЭДС термопары (4.141) есть сумма функций одной переменной.

3. Если термопара имеет температуры спаев t и t_0 то термоЭДС равна алгебраической сумме двух ЭДС, одна из которых генерируется при температуре спаев t и t'_0 , другая — при температурах t'_0 и t_0 (рис. 3.9.1):

$$E(t, t_0) = E(t, t'_0) + E(t'_0, t_0). \quad (3.9.2)$$

Это свойство используется при измерении температуры спая t , если температура второго спая t'_0 отличается от температуры t_0 , при которой была произведена градуировка термопары.

При $t_0 = 0$ функция $E(t, 0)$ представляет собой градуировочную функцию преобразования данной термопары. Значение $E(t, t'_0)$ определяется экспериментально, а значение $E(t'_0, 0)$ - по значению температуры t'_0 и градуировочной функции преобразования. По значениям $E(t, t'_0)$ и $E(t'_0, 0)$ вычисляется $E(t, 0)$, по которой определяется измеряемая температура.

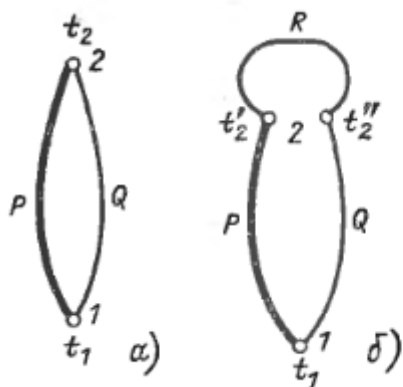


Рис. 3.9.2

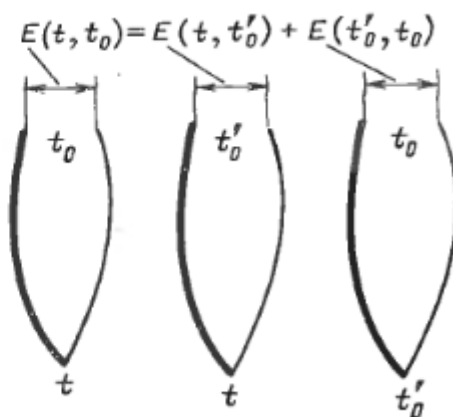


Рис.3.9.3

Таблица 3.9.1

Тип термопары	Материал термоэлектродов	Обозначение градуировки	Диапазон измерения при длительном измерении, °С
ТХК	Хромель—копель	ХК (L)	- 200 ... + 600
ТХА	Хромель—алюмель	ХА (К)	- 200 ... + 1000
ТПП	Платинородий (10%) — платина	ПП (S)	0 ... + 1300
ТВР	Вольфрамрений (5%) — вольфрамрений (20%)	ВР (А) -1	0 ... 2200

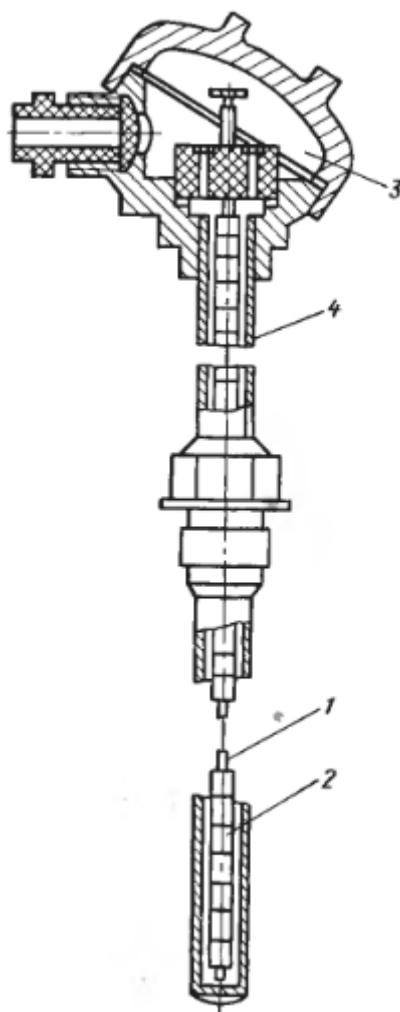


Рис.3.9.4

Термоэлектрические преобразователи используются для измерительного преобразования температуры в ЭДС. В табл. 3.9.1 приведены наиболее широко используемые термопары (ГОСТ 6616-84) и их основные характеристики (ГОСТ 3044-84).

Градуировочные характеристики и допустимые погрешности этих термопар также приведены в ГОСТ 3044-84.

Термоэлектрический датчик обычно называется термопарой. Устройство промышленной термопары показано на рис. 4.9.4. Термоэлектроды 1 изолируются друг от друга керамическими бусами 2 или керамической трубкой; одним своим концом они свариваются, другим – подсоединяются к зажимам в головке 3, служащей для подключения внешних проводов. Термоэлектроды помещаются в защитный чехол 4 (трубку, закрытую с одной стороны). Чехол делается из жаропрочной стали, а при измерении очень больших температур - из керамики или кварца.

Место соединения термоэлектродов называется горячим или рабочим спаем. Противоположные концы называются холодными или свободными.

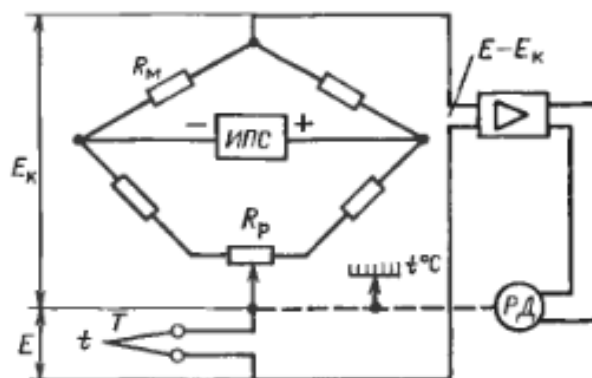


Рис.3.9.5

Обычно в месте свободного спая термопара разомкнута. ЭДС термопары обычно не превосходят 50 мВ.

Схемы включения. Рабочий конец термопары погружается в среду, температуру которой требуется измерить. Свободные концы подключаются к вторичному прибору. Если температура свободных концов постоянна, то подключение может быть сделано медным проводом, а если не постоянна, то оно выполняется специальными удлинительными (компенсационными) проводами. В качестве последних используются два провода из различных материалов. Провода подбираются так, чтобы при температуре свободных спаев и в паре между собой они имели такие же термоэлектрические свойства, как и рабочая термопара. При подсоединении к термопаре компенсационные провода удлиняют ее и дают возможность отвести холодный спай образованной составной термопары в такое место, где температура остается постоянной.

В качестве вторичных преобразователей используются либо магнитоэлектрические милливольтметры, либо потенциометры постоянного тока.

В лабораторной практике используются потенциометры с ручной компенсацией, а в производственной - автоматические потенциометры. Упрощенная схема автоматического потенциометра приведена на рис. 3.9.5. Термопара T включается таким образом, что ее ЭДС E направлена встречно компенсирующему напряжению E_k , создаваемому с помощью мостовой цепи. Это напряжение изменяется пропорционально перемещению движка по реохорду R_p . Разность ЭДС термопары и компенсирующего напряжения $E - E_k$ усиливается усилителем и подается на реверсивный двигатель РД. Вал двигателя, вращаясь, через редуктор, перемещает движок реохорда так, чтобы разность $E - E_k$ уменьшалась. Когда она становится равной нулю, вал останавливается. С движком реохорда связаны стрелка прибора, перемещающаяся по шкале, записывающее устройство, регистрирующее текущее значение температуры, контакты для ее регулирования, а также устройство для дистанционной передачи показаний.

Для увеличения стабильности напряжения E_k и точности измерения температуры мост питается от стабилизированного источника напряжения

ИПС, а сопротивления плеч моста изготавливаются то манганинового провода.

Современные автоматические потенциометры имеют основную приведенную погрешность измерения $\pm (0,25 - 1) \%$, погрешность регистрации $\pm (0,5 - 1) \%$.

Погрешность термоэлектрического термометра. Одним из источников погрешности термоэлектрического термометра является несоответствие температуры свободных концов термопары температуре, при которой была произведена градуировка.

Номинальная функция преобразования термопар со стандартной градуировкой задается градуировочной таблицей. Она определяет зависимость ЭДС $E(t, t_0)$ термопары от измеряемой температуры t при температуре свободных спаев $t_0 = 0^\circ\text{C}$. Если в условиях измерения температура свободных спаев t'_0 не равна температуре t_0 , то ЭДС термопары $E(t, t'_0)$ отличается от ЭДС $E(t, t_0)$, которая нужна для определения температуры по стандартной градуировке. Введение поправки основано на третьем свойстве термопары.

Второй член $E(t'_0, t_0)$ правой части равенства (4.142) определяет поправку. $E(t'_0, t_0)$ представляет собой ЭДС термопары при условии, что ее свободные концы находятся при температуре градуировки t_0 , а рабочие – при температуре t'_0 . Значение $E(t'_0, t_0)$ определяется по таблице стандартной функции преобразования.

Вследствие неравенства температур $t'_0 \neq t_0$ показание пирометрического милливольтметр не равно действительной температуре. Поправка к его показаниям приближенно может быть определена соотношением

$$\Delta t = k(t'_0 - t_0), \quad (3.9.3)$$

где k — коэффициент, зависящий от измеряемой температуры и от вида термопары.

Для хромель-копелевой термопары он лежит в пределах 0,8–1; для хромель-алюминиевой в пределах 0,98–1,11; для платинородий-платиновой – в пределах 0,82–1,11. При малом значении $\Delta t = t'_0 - t_0$ в ряде случаев можно принять $k = 1$. Это позволяет вводить поправку в показания пирометрического милливольтметра с помощью корректора нуля. При отключенной термопаре стрелку прибора с помощью корректора ставят на отметку, соответствующую t'_0 . При включении термопары и измерении температуры показания пирометра будут больше скорректированных на значение Δt . Такое введение поправки целесообразно, когда значение t'_0 сохраняется постоянным.

В показания автоматического потенциометра поправка вводится автоматически. Для этого в одном из плеч моста включена катушка, намотанная медной проволокой, сопротивление которой $R_M = R_0(1 + \alpha t_0)$ зависит от ее температуры. Катушка помещена возле зажимов потенциометра, к которым подводятся удлинительные провода, и имеет температуру свободных концов "составной" термопары. Температурное

изменение сопротивления катушки создаст дополнительный разбаланс моста, равный ЭДС поправки $E(t'_0, t_0)$. Поправка пропорциональна отклонению температуры свободных концов t'_0 от их номинальной температуры $t_0 = 0^\circ\text{C}$.

Другим источником погрешности термоэлектрического термометра является изменение сопротивления измерительной цепи термоэлектрического преобразователя.

В качестве пирометрического милливольтметра применяются приборы магнитоэлектрической системы. Для повышения чувствительности они выполняются с относительно малым внутренним сопротивлением. При этом измеряемое напряжение зависит от сопротивления внешней цепи. Внешняя цепь милливольтметра состоит из термопары, удлинительных и соединительных проводов и специальных манганиновых уравнивательных (подгоночных) катушек. Изменение сопротивления этих элементов приводит к погрешности термоэлектрического термометра. Для иллюстрации заметим, что при помещении платинородий-платиновой термопары с электродами толщиной 0,5 мм в печь с температурой 1000°C на глубину одного метра ее сопротивление изменяется на 3,86 Ом. Погрешность может происходить также вследствие плохой подгонки сопротивлений уравнивательных катушек.

Можно показать, что приведенная погрешность, вызванная изменением сопротивления внешней цепи на $\Delta R_{\text{ц}}$, равна

$$\gamma_t = \Delta t/t_{\text{max}} \approx \Delta U/U_{\text{max}} = -\Delta R_{\text{ц}}/(R_{\text{ц}} + R_{\text{в}}), \quad (3.9.4)$$

где $R_{\text{в}}$ - внутреннее сопротивление милливольтметра; $R_{\text{ц}}$ - номинальное сопротивление его внешней цепи.

Сопротивление пирометрического милливольтметра $R_{\text{в}}$ и номинальное сопротивление внешней цепи $R_{\text{вн,ном}}$ при котором он градуировался, указываются на его шкале.

Термоэлектрический термометр с потенциометром свободен от рассматриваемой погрешности. В момент компенсации по внешней цепи ток не течет и на ее сопротивлении отсутствует падение напряжения. Потенциометр измеряет термоЭДС.

3.10. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Терморезистором называется измерительный преобразователь, активное сопротивление которого изменится при изменении температуры. В качестве терморезистора может использоваться металлический или полупроводниковый резистор.

Датчики температуры с терморезисторами называются терморезисторами сопротивления.

Имеются два вида терморезисторов: металлические и полупроводниковые.

Принцип действия и конструкция металлических терморезисторов.

Как известно, сопротивление металлов увеличивается с увеличением температуры. Для изготовления металлических терморезисторов обычно применяются медь или платина.

Функция преобразования медного терморезистора линейна:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t), \quad (3.10.1)$$

коэффициент.

Функция преобразования платинового терморезистора нелинейна и обычно аппроксимируется квадратичным трехчленом. Температурный коэффициент платины примерно равен $\alpha = 3,91 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Чувствительный элемент медного терморезистора (рис. 3.10.1,а) представляет собой пластмассовый цилиндр 1, на который бифилярно в несколько слоев намотана медная проволока 2 диаметром 0,1 мм. Сверху катушка покрыта глифталевым лаком. К концам обмотки припаиваются медные выводные провода 3 диаметром 1,0-1,5 мм. Провода изолированы между собой асбестовым шнуром или фарфоровыми трубочками. Чувствительный элемент вставляется в тонкостенную металлическую гильзу 4. Гильза с выводными проводами помещается в защитный чехол (рис. 4.41,б), который представляет собой закрытую с ситного конца трубку 1. На открытом ее конце помещается клеммная головка 2. Для удобства монтажа защитный чехол может иметь фланец 3.

При изготовлении платиновых терморезисторов используются более теплостойкие материалы.

Основные параметры наиболее распространенных терморезисторов и обозначения их градуировок по ГОСТ 6651-84 приведены в табл. 3.10.1.

Номинальные функции преобразования (статические характеристики) медных и платиновых терморезисторов и их погрешность определяются ГОСТ 6651-84.

Схемы включения металлических терморезисторов. Термометр сопротивления и провода, соединяющие его со вторичным прибором,

Таблица 3.10.1

Термометры сопротивления платиновые			Термометры сопротивления медные		
Сопротивление при 0°C (R_0)	Градуировка	Диапазон измерения, $^\circ\text{C}$	Сопротивление при 0°C (R_0)	Градуировка	Диапазон измерения, $^\circ\text{C}$
10	10П	От -200 до $+750$	10	10М	От -50 до 200
50	50П	От -260 до $+1000$	50	50М	От -50 до 200
100	100П	От 260 до $+1000$	100	100М	От -200 до 200

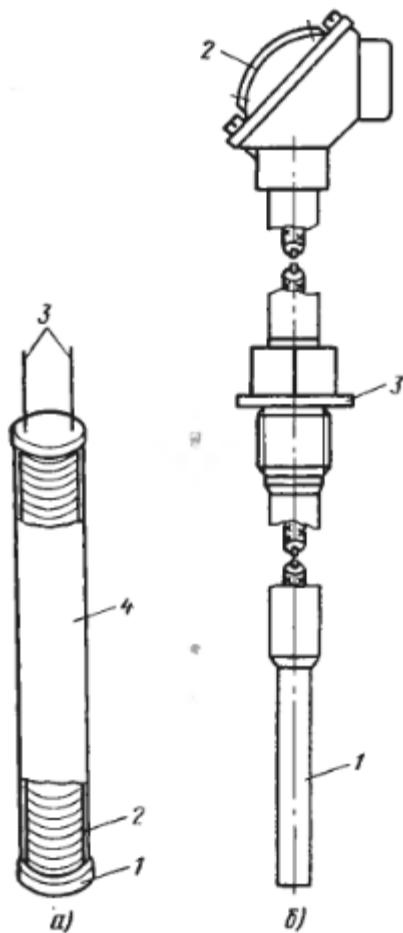


Рис.3.10.1

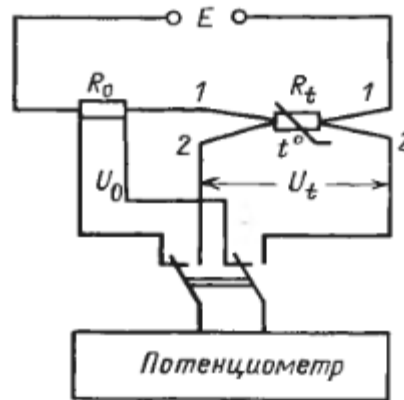


Рис. 4.42

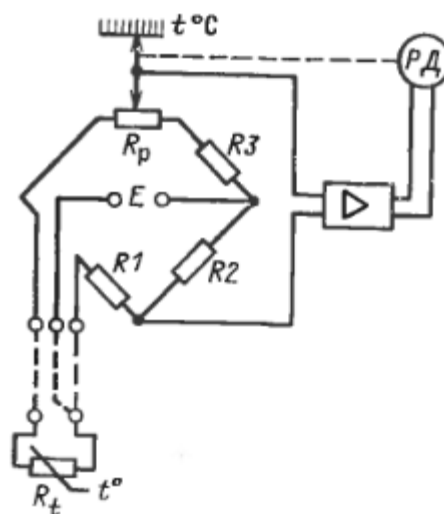


Рис.3.10.2

включены последовательно. Обычно используются медные провода, сопротивление которых зависит от их температуры. Температурные изменения сопротивления проводов приводят к погрешности измерения температуры.

Вторичные преобразователи термометров сопротивления выполняются такими, чтобы максимально уменьшить эту погрешность. Если требуется наибольшая точность измерения температуры, например при метрологических работах, используется компенсационная схема, приведенная на рис. 3.10.1. По этой схеме применяют четырехзажимные платиновые терморезисторы. Провода 1-1 используются для подвода тока, а два других 2-2 служат для измерения падения напряжения U_t на термочувствительной обмотке. Падение напряжения U_t , измеряется с помощью потенциометра. Измеряется также падение напряжения U_{t0} на образцовой катушке R_0 . Сопротивление терморезистора при этом равно

$$R_t = R_0 U_t / U_{t0}. \quad (3.10.2)$$

Благодаря компенсационному методу измерения отсутствует падение напряжения на проводах, соединяющих термометр с потенциометром, и их сопротивление не влияет на результат измерения.

В менее ответственных случаях для измерения сопротивлений терморезисторов используются мосты: в лабораторной практике — с ручным уравниванием, в производственных условиях — автоматические. Упрощенная схема автоматического моста показана на рис. 3.10.2. Измерительная цепь представляет собой мост, состоящий из манганиновых резисторов R_1 - R_3 и терморезистора R_t . Напряжение питания моста E . Перемещением движка реохорда R_p добиваются уравнивания моста. Если мост не уравновешен, напряжение измерительной диагонали усиливается и подается на реверсивный двигатель РД. Вал двигателя через редуктор соединен с движком реохорда и перемещает его так, чтобы напряжение разбаланса уменьшалось. Перемещение продолжается до тех пор, пока мост не будет уравновешен. В автоматических мостах движок реохорда связан с его четным устройством, с записывающим устройством, регистрирующим текущие значения температуры на диаграммной бумаге, с устройством регулирования температуры, а также с устройством дистанционной передачи показаний. Погрешность автоматических мостов аналогична погрешности автоматических потенциометров.

Термометр сопротивления может подключиться к мосту с помощью двух- или трехпроводного кабеля. Двухпроводный кабель дешевле, однако при его использовании сопротивления обоих проводов включаются последовательно с термометром в одно плечо. Токоведущие жилы кабеля выполнены из медного провода: при изменении температуры их сопротивление изменяется, что вносит погрешность в измерение. Двухпроводный кабель используется в тех случаях, когда его температура постоянна и погрешность, обусловленная ее изменением, незначительна.

При включении термометра по трехпроводной схеме (рис. 3.10.2) по одной жиле кабеля к термометру подводится напряжение питания. К точкам моста термометр подсоединяется с помощью двух других жил, включенных в смежные плечи моста. Одинаковые изменения их сопротивлений практически на разбалансируют мост. Таким образом, исключается погрешность, которая могла бы быть при изменении температуры кабеля.

В качестве вторичных приборов для термометров сопротивления в промышленности применяются также логометрические приборы.

Сопротивление терморезистора определяется его температурой. Последняя зависит не только от температуры окружающей среды, но и от проходящего по нему тока. Перегрев медного термометра током не должен превышать $0,4\text{ }^{\circ}\text{C}$, а платинового – $0,2\text{ }^{\circ}\text{C}$. Для этого ток не должен превосходить 10-15 мА.

Полупроводниковые терморезисторы. Чувствительный элемент полупроводникового терморезистора – термистора – изготавливается из окислов различных металлов: меди, кобальта, магния, марганца и др. Размолотые в мелкий порошок компоненты прессуются и спекаются в виде столбика, шарика или шайбы. В надлежащих местах напыляются электроды и подпаиваются выводы из медной проволоки. Для предохранения от

атмосферных воздействий чувствительный элемент термистора покрывают защитной краской, помещают в герметизирующий металлический корпус или запаивают в стекло.

С увеличением температуры сопротивление термисторов уменьшается. Их функцию преобразования (рис. 3.10.3) обычно аппроксимируют выражением

$$R_t = A e^{B/T}, \quad (3.10.3)$$

где R_t - сопротивление термистора при температуре T в Кельвинах; A и B — постоянные, зависящие от материала и технологии, причем A зависит, кроме того, от размеров термистора и его формы.

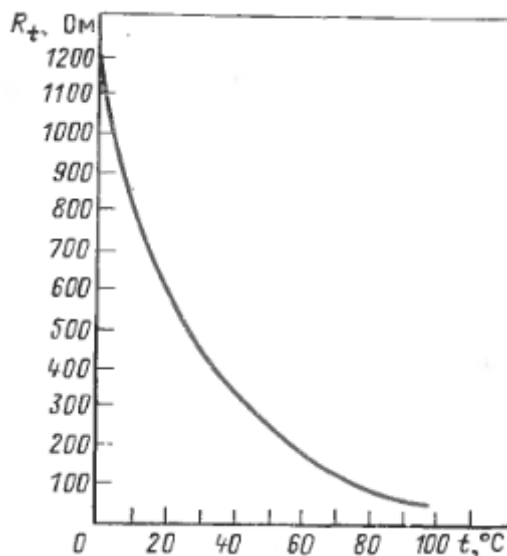


Рис.3.10.3

Термисторы изготавливаются с номинальным сопротивлением (при 20 °C) от 1 до 200 кОм. В зависимости от типа они могут применяться для измерения температур от -100 до 120-600 °C. Их чувствительность в 6–10 раз больше, чем чувствительность металлического терморезистора. Кроме того, термисторы имеют значительно меньшие массы и размеры. Имеются термисторы, выполненные в виде шариков диаметром от 0,006 до 2,5 мм. Теплоемкость таких термисторов на несколько порядков меньше, чем у металлических терморезисторов. Малая теплоемкость обуславливает малую инерционность термисторов. Имеются термисторы с постоянной тепловой инерцией несколько миллисекунд. Недостатком термисторов является нелинейность функция преобразования, большой разброс их параметров, а также старение и некоторая нестабильность характеристик. В течение первой недели их сопротивление может измениться на 1–1,5%, а за несколько месяцев еще на 1%. В дальнейшем изменение сопротивления термистора происходит медленнее, не превышая 0,2% в год.

Термисторы обычно включаются в схему неравновесного или автоматического моста. Приборы имеют индивидуальную градуировку, что обусловлено большим разбросом параметров и характеристик преобразователей. Ко вторичному прибору термисторы подсоединяются с помощью двухпроводного кабеля. Погрешность, вызванная изменением

параметров кабеля, ничтожна, поскольку сопротивление и чувствительность термистора много больше сопротивления линии связи и ее чувствительности к изменению температуры.

Термисторы применяются для измерения температуры в тех случаях, когда не требуется высокая точность, но нужно измерить температуру малых объектов, обладающих малой теплоемкостью. Они широко используются, например, в биологии. С помощью термистора, смонтированного на острие иглы, можно измерить температуру внутренних органов живого организма. Широкое применение термисторы находят в различных приборах для температурной коррекции характеристик приборов.

Измерение давлений. Приборы для измерения давления - манометры - можно разбить на три группы. Первую группу составляют жидкостные манометры. Эти приборы имеют два сообщающихся сосуда, заполненных жидкостью. На поверхность жидкости в одном сосуде действует измеряемое давление. Это изменяет уровень жидкости в другом. Разность уровней Δh пропорциональна разности давлений $p_1 - p_2$, действующих в одном и другом сосуде:

$$\Delta h = (p_1 - p_2) / \rho g, \quad (3.10.4)$$

где ρ - плотность жидкости; g - ускорение силы тяжести.

Жидкостный манометр является дифференциальным манометром, измеряющим разность давлений. Однако с его помощью можно произвести и другие измерения давления. Если во втором сосуде над жидкостью создан вакуум, то манометр измеряет абсолютное давление p_a . Если второй сосуд соединен с атмосферой, то прибор измеряет избыточное давление $p_{из}$. Если измеряемое абсолютное давление p_a меньше атмосферного $p_{ат}$, то разность уровней будет пропорциональна вакууму p_v :

$$\Delta h = (p_a - p_{ат}) / \rho g. \quad (3.10.5)$$

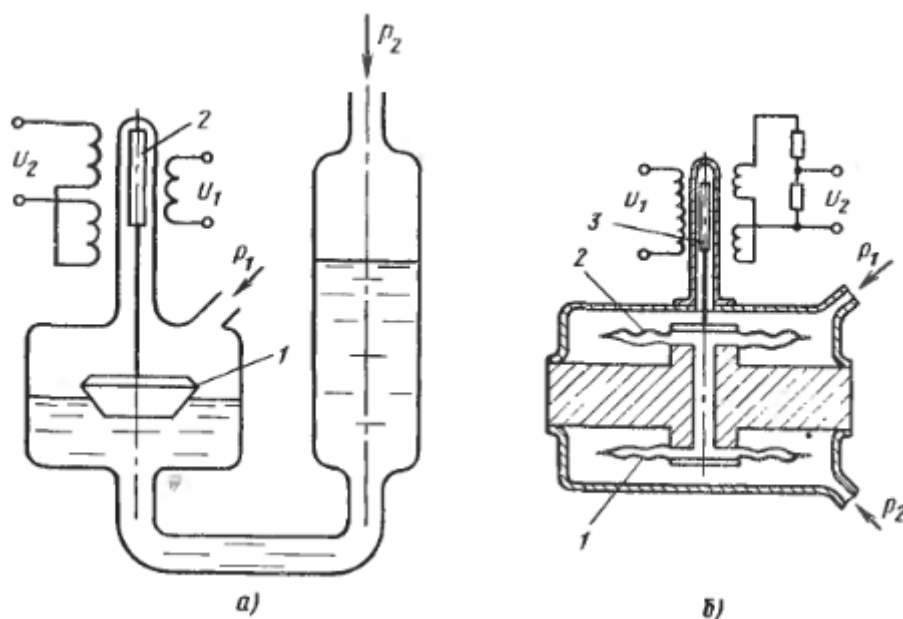


Рис.3.10.4

В электрических жидкостных манометрах изменение уровня жидкости преобразуется в электрическую величину. На рис. 3.10.4,а показана схема дифференциально-трансформаторного поплавкового датчика разности давлений ДПЭМ-2. В этом датчике уровень жидкости с помощью поплавка постоянного погружения 1 преобразуется в перемещение плунжера дифференциально-трансформаторного преобразователя 2 с последующим преобразованием в ЭДС. Заполнителем могут быть вазелиновое или трансформаторное масло, вода, ртуть.

Ко второй группе относятся пружинные манометры. В этих манометрах измеряемое давление подается в манометрическую пружину и деформирует ее на величину (перемещение), пропорциональную давлению. В качестве манометрической тружины используются сильфон, мембрана или трубчатая пружина (трубка Бурдона). Деформация пружины с помощью преобразователя перемещения преобразуется в электрическую величину. На рис. 3.10.4,б показана схема дифференциально-трансформаторного датчика разности давления типа ДМ. Давления p_1 и p_2 подаются в камеры, содержащие мембранные коробки 1, 2.

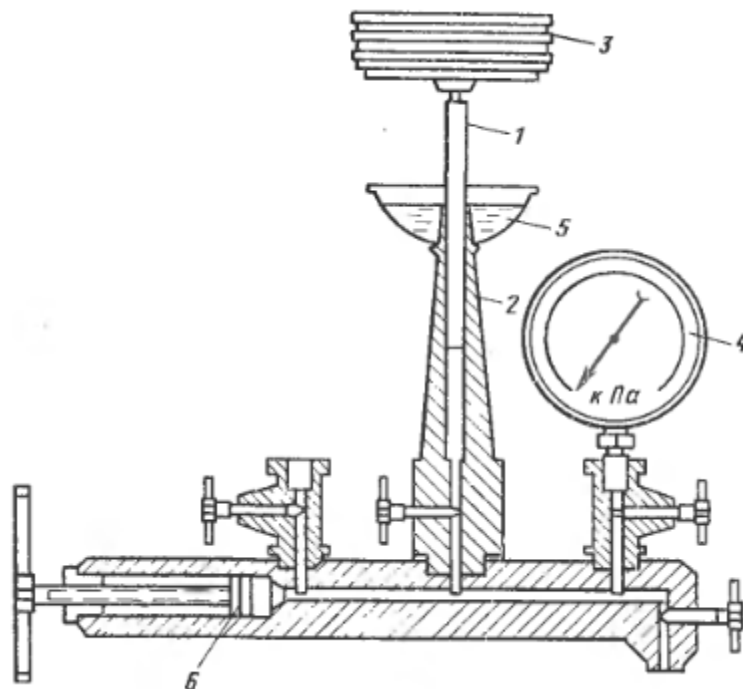


Рис.3.10.5

Полости коробок сообщаются и заполнены дистиллированной водой. Измеряемая разность давлений деформирует коробки и перемещает плунжер дифференциально-трансформаторного преобразователя 3. Перемещение плунжера, следовательно, и выходная ЭДС пропорциональны разности давлений. Диапазоны измерения таких дифференциальных манометров лежат в пределах от 1,6 до 630 кПа. Основная погрешность в комплекте с вторичным прибором не превышает $\pm 2\%$.

Работа манометров третьей группы основана на изменении свойств газа (плотности, теплопроводности, ионизационного тока и т. д.) под действием давления. Изменение свойств газа преобразуется в изменение электрической

величины. Манометры этой группы в основном служат для измерения абсолютного давления и с успехом применяются для измерения вакуума.

Градуировка и поверка манометров производятся с помощью грузопоршневого манометра (рис. 3.10.5). Он представляет собой гидравлическую систему, давление в которой создается поршнем 1, вставленным в цилиндр грузовой колонки 2. Поршень нагружается дисковыми гирями 3. Давление

$$p = G/Q, \quad (3.10.5)$$

где G - вес поршня с гирями, Q - площадь сечения поршня. В гидравлическую систему включается поверяемый манометр 4. Грузопоршневой манометр заполняется трансформаторным маслом через воронку 5. Для регулирования высоты поршня с гирями имеется вспомогательный поршень 6, который вытесняет масло из своего цилиндра в цилиндр грузовой колонки. Для увеличения точности создания давления поршень 1 с гирями 3 приводится во вращение. При вращении значительно уменьшается трение. Образцовые грузопоршневые манометры имеют класс точности 0,05.

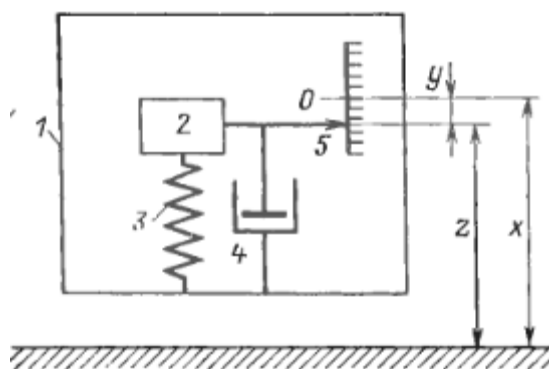


Рис.3.10.6

Измерение скорости. Измерение скорости при малых линейных перемещениях может производиться с помощью индукционных вибродатчиков. Одна часть датчика (катушка или магнитная система с постоянным магнитом) монтируется на подвижном объекте, другая соединяется с каким-либо неподвижным объектом. ЭДС на выходе датчика пропорциональна скорости перемещения.

В качестве неподвижной точки может служить сейсмическая масса сейсмического датчика вибрации. Сейсмический датчик вибрации схематически показан на рис. 3.10.6. Он состоит из корпуса 1, в котором на плоских пружинах 2 укреплен ферромагнитный сейсмический маятник 3. На корпусе смонтирован кольцевой постоянный магнит 4 с полюсными наконечниками 5. Магнитный поток постоянного магнита проходит через полюса и сейсмическую массу. На последней в магнитном поле находятся две катушки 6, соединенные встречно (дифференциально). При движении сейсмической массы относительно корпуса в катушках наводится ЭДС, пропорциональная скорости ее движения. Она пропорциональна измеряемой скорости вибрации корпуса относительно неподвижной точки. Диапазон

рабочих частот определяется частотными характеристиками сейсмического вибродатчика. Для улучшения частотных характеристик и уменьшения частотных погрешностей в датчике имеется воздушный демпфер 7.

Индукционный вибродатчик может использоваться также для измерения амплитуды вибрации и ее ускорения. Поскольку вибрационные перемещения равны интегралу от скорости, то для получения напряжения, пропорционального перемещению, достаточно проинтегрировать Выходное напряжение датчика. Интегрирование может производиться с помощью интегрирующего усилителя (рис. 3.10.7.а), построенного на базе операционного усилителя. Последний представляет собой стабилизированный

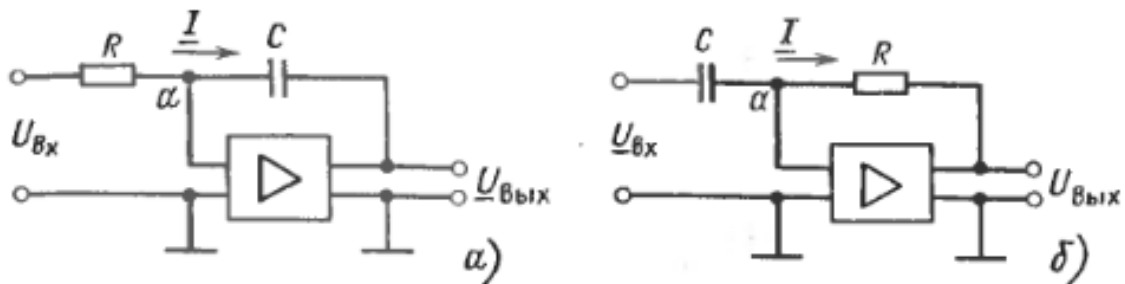


Рис.3.10.7

с помощью обратной связи усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления K . Он имеет большое входное сопротивление и инвертирует входное напряжение. Пусть от датчика на схему рис. 3.10.7,а поступает гармоническое напряжение $\underline{U}_{вх}$; под его действием через резистор R и конденсатор C течет ток \underline{I} . Можно считать, что в операционный усилитель он не ответвляется. Это обусловлено следующим. При нормальной работе усилитель не перегружается и его выходное напряжение не превосходит некоторого конечного значения, определяемого номинальным режимом. На входе усилителя напряжение в K раз меньше. При большом K можно считать, что напряжение на входе усилителя равно нулю, и входной ток усилителя отсутствует. Усилитель регулирует ток \underline{I} так, чтобы точка a была практически при нулевом потенциале. В силу этого

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_{вх}}{R} = \frac{\underline{U}_{вых}}{1/j\omega C}; \quad (3.10.6)$$

$$\underline{U}_{вых} = \underline{U}_{вх} / j\omega RC. \quad (3.10.7)$$

Выходное напряжение пропорционально интегралу от входного.

Выражение (4.196) справедливо, если можно пренебречь входным сопротивлением операционного усилителя. С уменьшением частоты сопротивление конденсатора $X_c = 1/\omega C$ возрастает и становится соизмеримым с входным сопротивлением усилителя. Это вызывает погрешность. Ее относительное значение

$$\delta U_{вых} = 1/2 (K\omega RC)^2. \quad (3.10.8)$$

Для получения напряжения, пропорционального ускорения вибрации, необходимо продифференцировать напряжение датчика. Это можно сделать с помощью дифференциального усилителя (рис. 3.10.7,б).

Анализируя его работу аналогично предыдущему, можно получить, что выходное напряжение дифференцирующего усилителя, пропорциональное производной от входного,

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = j\omega RC \underline{U}_{\text{ВХ}} \quad (3.10.9)$$

При измерении скорости на больших линейных перемещениях, когда нельзя применить индукционный преобразователь, линейная скорость преобразуется в угловую. Для преобразования могут использоваться колеса и рейки с зубчатым или фрикционным соединением. Подобным же образом в угловую скорость преобразуется линейная скорость наземных транспортных средств.

3.11. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

Измерение стационарных температур. Любой термометр измеряет температуру своего чувствительного элемента. Эта температура может отличаться от температуры среды, которую требуется измерить. Разница температур обуславливает методическую погрешность измерения.

Довольно часто датчик температуры (термопара, термометр сопротивления и т. п.) расположен так, что в среде, температуру которой нужно измерить, помещается только его чувствительный конец, а нерабочий конец с выводными проводами находится вне этой среды. От среды или тела, температура которых измеряется, тепло переходит к нерабочему концу и рассеивается им в окружающую среду. Даже в стационарных условиях датчик участвует в сложном теплообменном процессе. Температура в различных его точках различна. Наиболее существенна температура чувствительного элемента, который располагается на конце датчика. Чем меньше тепла рассеивает чувствительный конец, тем меньше разность температур между ним и измеряемой средой. При их равенстве чувствительный конец не рассеивает тепло и не получает его.

Теплообмен между телами может происходить в результате трех факторов: теплопроводности тел, конвекции и теплообмена излучением (лучеиспускания).

1. При теплообмене путем теплопроводности тепловой поток проходит от изотермической поверхности с более высокой температурой Θ_1 к изотермической поверхности с более низкой температурой Θ_2 . В одномерном тепловом поле через площадку площадью Q , перпендикулярную тепловому потоку, проходит поток мощностью

$$P = \lambda Q (\Theta_1 - \Theta_2) / \Delta l = \lambda Q \Delta \Theta / \Delta l, \quad (3.11.1)$$

где λ - коэффициент теплопроводности; $\Delta \Theta = \Theta_1 - \Theta_2$ - изменение температуры при переходе с одной изотермической поверхности на другую, расположенную на расстоянии Δl .

Предел $\lim(\Delta\Theta / \Delta l)$ при $\Delta l \rightarrow 0$ называется градиентом температуры в данной точке тела. Коэффициент теплопроводности λ очень мал у газов, несколько больше у жидких тел и еще больше у твердых. Особенно велик он у металлов.

2. Конвекция имеет место на границе раздела твердого тела с жидкостью или газом или жидкости с газом. Она бывает естественной и вынужденной (принудительной). Естественная конвекция происходит при тепловом расширении жидкости и газа вследствие изменения их плотности. Более теплые частицы всплывают вверх более холодными, имеющими большую плотность. Смена теплых частиц холодными возле поверхности тела приводит к ее теплоотдаче. Вынужденная конвекция происходит вследствие перемешивания жидкости или газа искусственным путем. Она всегда сопровождается естественной. Однако в этом случае роль естественной конвекции может быть невелика. Мощность теплового конвективного потока, проходящая через границу раздела двух сред,

$$P_k = \alpha Q_p (\Theta_1 - \Theta_2), \quad (3.11.2)$$

где Q_p — площадь поверхности раздела двух сред, имеющих температуры Θ_1 и Θ_2 ; α - коэффициент теплообмена.

Значение α зависит от многих факторов: температуры, теплоемкости сред, их плотности, вязкости и других параметров. Его значение сильно увеличивается при увеличении скорости обтекания поверхности раздела.

3. Все тела излучают энергию, причем зависимость мощности излучения от абсолютной температуры T определяется соотношением

$$P = CT^4, \quad (3.11.3)$$

где C - коэффициент излучения тела, зависящий от состояний его поверхности.

Одновременно с излучением тело поглощает излучение других тел. Мощность теплообмена излучением между двумя телами, имеющими абсолютные температуры T_1 и T_2 , равна

$$P_{12} = C_{12}(T_1^4 - T_2^4), \quad (3.11.4)$$

где $C_{1,2}$ - некоторый эффективный коэффициент излучения, зависящий от коэффициентов излучения одного и другого тела.

Рассмотрим более подробно теплообменный процесс термометра. Термометр 1 (рис. 3.11.1,а) монтируется в стенке 2 объекта, температуру среды Θ_1 внутри которого требуется измерить. Конец термометра, находящийся в объекте, омывается горячим потоком вещества, и в термометр конвективным путем вводится тепловой поток q . Он проходит по телу термометра, нагревает стенку в месте его монтажа, проходит далее по холодному концу термометра и рассеивается в окружающей среде. Распределение температур вдоль термометра схематически показано на рис. 3.11.2,б. Для того чтобы температура чувствительного конца термометра Θ_2 была близка к температуре Θ_1 , нужно увеличить тепловой поток,

нагревающий термометр. Мощность этого потока определяется выражением (3.11.4) и зависит от коэффициента теплопередачи α . Значение α мало при естественной конвекции и возрастает при принудительной конвекции с увеличением скорости потока возле термометра. При измерении температуры жидкостей или газов, проходящих по трубам, для увеличения α чувствительную часть термометра нужно поменять в таком месте, где поток турбулентен и его скорость наибольшая (рис. 4.80). Поток завихряется на

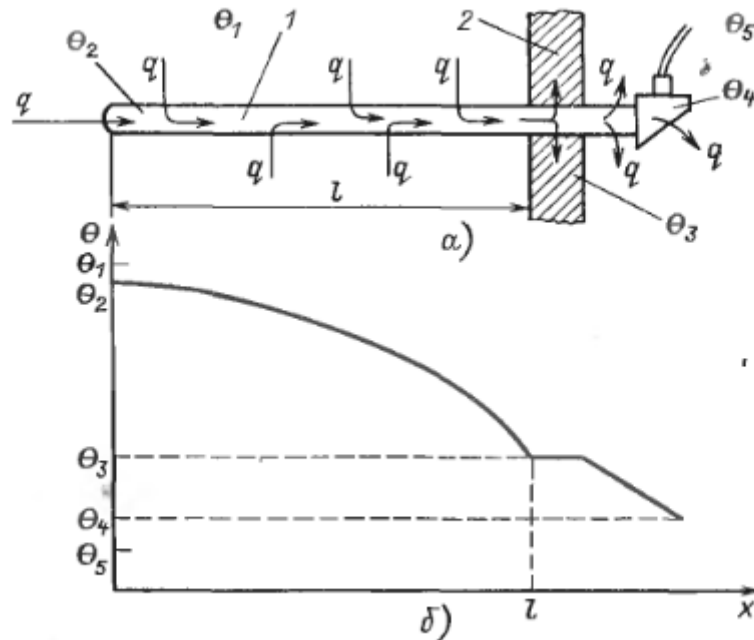


Рис.3.11.1

изгибах трубопровода, в местах сужения и у других местных сопротивлений. На прямолинейных участках скорость потока максимальна в середине сечения трубы. Для увеличения точности измерения температуры горячих, например дымовых, газов, когда скорость газа в основной трубе недостаточна, используют так называемую отсасывающую термопару. Она представляет собой трубку малого диаметра, врезанную в основной трубопровод; в трубку с некоторым зазором вставлена термопара. Газ прокачивается через трубку мртго термопары. Скорость отсоса газа должна быть такова, чтобы коэффициент теплопередачи был близок к максимальному.

Мощность проходящего через термометр тегового потока возрастает с увеличением площади теплообмена. Площадь можно увеличить увеличением глубины погружения термометра.

Температура вдоль термометра меняется от температуры Θ_2 (рис. 3.11.1), близкой к измеряемой температуре, до температуры Θ_4 , близкой к внешней температуре Θ_5 . Вдоль термометра имеется градиент температуры и существует тепловой поток, обусловленный теплопроводностью. Если измерительный конец термометра получает тепло от окружающей его среды только путем конвекции, то другие участки термометра, находящиеся внутри объекта, получают тепло также и путем теплопроводности от более нагретых

участков (рис. 3.11.1,а). Вследствие этого при удалении от стенки объекта 2 градиент температур $\Delta\Theta / \Delta l$ в термометре уменьшается, также уменьшается и тепловой поток, передаваемый путем теплопроводности. В пределе при очень большой длине термометра l внутри объекта градиент

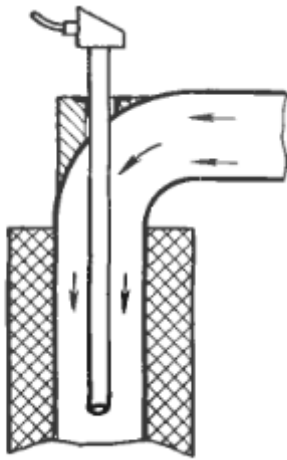


Рис.3.11.2

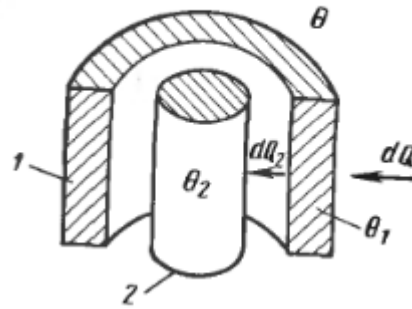


Рис.3.11.3

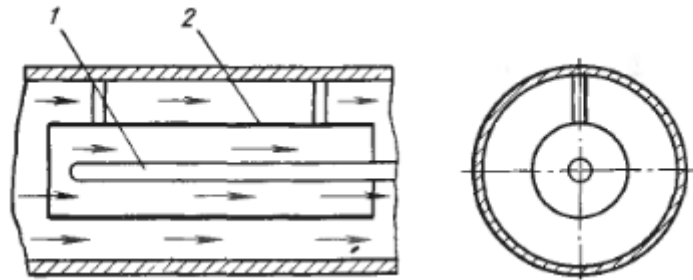


Рис.3.11.4

температуры $\Delta\Theta / \Delta l$ на чувствительном конце стремится к нулю, к нулю стремится и тепловой поток, передаваемый от него путем теплопроводности. Если нет других потерь тепла, то температура Θ_2 будет равна температуре окружающей среды Θ_1 .

Длину термометра не всегда можно увеличить по конструктивно-монтажным соображениям. В этом случае для уменьшения теплового потока, исходящего от измерительного конца, можно рекомендовать теплоизоляцию его противоположного коню и места прохода через стенку объекта. Это повышает температуру всего термометра и уменьшает градиент температуры возле его измерительного конца.

Измерительный коней термометра участвует в теплообмене излучением со стенками объекта и другими элементами его конструкции. Эти элементы могут иметь температуру, отличную от измеряемой, что вызывает потерю тепла измерительным концом и увеличивает погрешность измерения. Теплообмен излучением вызывает наибольшую погрешность при измерении высоких температур (более $400-500^\circ\text{C}$), поскольку мощность лучистого теплового потока пропорциональна T^4 . Для уменьшения излучения термометра его внешняя поверхность делается блестящей. Это уменьшает коэффициент излучения C и эффективный коэффициент излучения C_{12} в формулах (3.11.3) и (3.11.4) и уменьшает поток излучения. Другим путем его

уменьшения является увеличение температуры T_2 , входящей в формулу (3.11.4). Это достигается либо путем теплоизоляции стенок объекта, например трубы, по которой проходит горячий газ (рис. 3.11.2), либо установкой термометра или его измерительного конца 1 в экран 2 с полированными поверхностями (рис. 3.11.3). Экран имеет температуру, близкую

к температуре среды, и мощность теплового излучения, теряемого термометром, становится пренебрежимо малой.

Измерение нестационарных температур. Чувствительный элемент термометра обычно находится внутри чехла, защищающего его от различных механических и химических воздействий, как схематически показано на рис. 3.11.4. Если при постоянной окружающей температуре Θ потери тепла пренебрежимо малы, то температура всех элементов датчика (чехла 1 и чувствительного элемента 2) одинакова $\Theta_1 = \Theta_2$. Если же окружающая температура изменяется, то вначале изменяется температура чехла, а затем с некоторым отставанием температура чувствительного элемента. Это обуславливает инерционность датчика.

При рассмотрении динамических свойств датчика температуры полагаем, что присутствие термометра не изменяет температуру окружающей среды и что выравнивание температур в чувствительном элементе и защитном чехле происходит значительно быстрее, чем их нагревание, т. е. в данном поперечном сечении чувствительного элемента и соответственно защитного чехла все точки имеют одинаковую температуру. Это допущение обычно справедливо при измерении температуры промышленными термометрами.

Составим дифференциальное уравнение изменения температуры датчика по схеме, представленной на рис. 3.11.4. При увеличении температуры среды в термометр нагревается. Согласно закону Ньютона количество тепла, прошедшее через границу среда - защитный чехол за время dt , определяется выражением

$$dQ = \alpha_1 S_1 (\Theta - \Theta_1), \quad (3.11.5)$$

где α_1 - коэффициент теплопередачи от среды к чехлу; S - площадь поверхности чехла; Θ_1 - температура чехла.

Тепло dQ расходуется на нагрев чехла:

$$dQ_1 = C_1 d\Theta_1, \quad (3.11.6)$$

где C_1 - теплоемкость чехла, и на нагрев чувствительного элемента:

$$dQ_2 = C_2 d\Theta_2, \quad (3.11.7)$$

где C_2 - теплоемкость чувствительного элемента.

Согласно закону сохранения энергии

$$dQ = dQ_1 + dQ_2. \quad (3.11.8)$$

Подставив (3.11.5), (3.11.6) и (3.11.7) в (3.11.8), получим

$$\alpha_1 S_1 (\Theta - \Theta_1) dt = C_1 d\Theta_1 + C_2 d\Theta_2. \quad (3.11.9)$$

Для того чтобы исключить Θ_1 этого выражения Θ_1 , воспользуемся уравнением теплового баланса чувствительного элемента

$$\alpha_2 S_2 (\Theta_1 - \Theta_2) dt = C_2 d\Theta_2, \quad (3.11.10)$$

где S_2 - поверхность чувствительного элемента; α - коэффициент теплопередачи от чехла к чувствительному элементу.

Продифференцировав это выражение и подставив полученное значение $d\Theta_1/dt$ в (4.219), получим

$$T_1 T_2 d^2 \Theta_2 / dt^2 + (T_1 + T_2 + T_{12}) d\Theta_2 / dt + \Theta_2 = \Theta, \quad (3.11.11)$$

где

$T_1 = C_1 / \alpha_1 S_1$, $T_2 = C_2 / \alpha_2 S_2$, $T_{12} = C_2 / \alpha_1 S_1$ - постоянные времени чехла, чувствительного элемента и смешанная постоянная времени.

Изменение температуры чувствительного элемента датчика, имеющего один защитный чехол, описывается дифференциальным уравнением второго порядка. Оно имеет апериодическое решение. При скачкообразном изменении измеряемой температуры от Θ' до Θ'' температура чувствительного элемента Θ_2 изменяется в соответствии с уравнением

$$\Theta_2(t) = A_1 e^{-p_1 t} + A_2 e^{-p_2 t} + \Theta'', \quad (3.11.12)$$

где A_1 и A_2 - постоянные интегрирования; p_1 и p_2 - корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = [-(T_1 + T_2 + T_{12}) \pm \sqrt{(T_1 + T_2 + T_{12})^2 - 4T_1 T_2}] / 2T_1 T_2. \quad (3.11.13)$$

График изменения температуры Θ_2 показана на рис. 3.11.5.

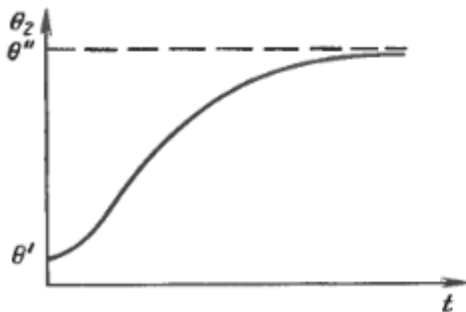


Рис.3.11.5

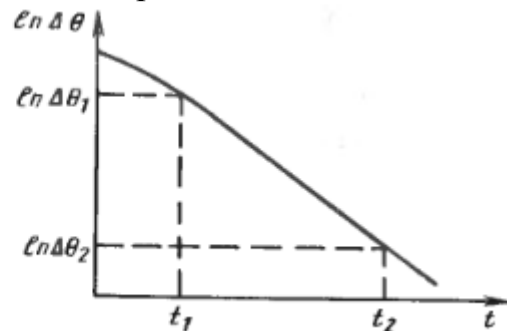


Рис.3.11.6

Датчик температуры с одним чехлом является инерционным звеном второго порядка. Из теории автоматического регулирования известно, что такое звено может быть представлено в виде двух последовательно включенных инерционных звеньев первого порядка. Этим звеньям соответствуют дифференциальные уравнения первого порядка. Одно уравнение описывает процесс нагрева чехла, другое процесс нагрева чувствительного элемента. Переходный процесс термометра зависит как от свойств и характеристик преобразователя (T_2), так и от свойств и характеристик среды, температура которой измеряется (T_1 и T_{12})

При аттестации динамических свойств да пика его испытания ведут в таких условиях, чтобы параметры среды влияли минимально. Для этого термометр опускается в сосуд с кипящей, непрерывно перемешиваемой водой. Благодаря интенсивному перемешиванию сильно возрастает коэффициент теплопередачи α_1 и уменьшаются постоянные времени T_1 и T_2 . В пределе они стремятся к нулю, и уравнение (3.11.12) вырождается в дифференциальное уравнение первого порядка:

$$T_2 d\Theta_2/dt + \Theta_2 = \Theta. \quad (3.11.13)$$

При скачкообразном изменении измеряемой температуры на $\Delta \Theta = \Theta'' - \Theta'$ градусов решение описывается выражением

$$\Theta_2 = \Delta \Theta (1 - e^{-t/T_2}) + \Theta', \quad (3.11.14)$$

где Θ' - начальная температура термометра.

В условиях реального динамического испытания начальный участок графика переходного процесса отличается от экспоненты. Это отличие обусловлено тем, что $T_1 \neq 0, T_{12} \neq 0$, а также тем, что в различных точках сечения датчика и чехла температура устанавливается не одновременно.

Для определения интервала времени, в котором температура изменяется экспоненциально, строится график функции $\ln \Delta \Theta = f(t)$ (рис. 3.11.6).

Линейный участок кривой соответствует экспоненциальному изменению температуры. Величина

$$\tau = (t_2 - t_1) / (\ln \Delta \Theta_1 - \ln \Delta \Theta_2), \quad (3.11.14)$$

где t_1 и t_2 - время начала и конца линейной части графика; $\Delta \Theta_1$ и $\Delta \Theta_2$ - соответствующие изменения температуры, называется постоянной тепловой инерцией датчика температуры. Она близка к постоянной времени T_2 и является паспортной величиной.

3.12. ИЗМЕРЕНИЕ РАСХОДА ЖИДКОСТЕЙ И ГАЗОВ

Расход это физическая величина, определяемая количеством жидкости или газа, проходящих через трубу или русло в единицу времени. Различают объемный расход Q , когда количество вещества измеряется в объемных единицах, и массовый M , когда оно измеряется в единицах массы. Расход связан со средней по сечению потока скоростью v и площадью его сечения S соотношениями

$$Q = vS; \quad M = \rho vS, \quad (3.12.1)$$

где ρ - плотность среды.

Наиболее распространенным методом измерения расхода в трубах являясь метод его измерения по переменному перепаду давления на сужающем устройстве. Схема расходомера показана на рис. 3.12.1. В трубу 1 вставляется устройство 2, сужающее поток, например диафрагма — диск с отверстием. В месте сужения скорость потока возрастает и его кинетическая энергия увеличивается. Это вызывает уменьшение потенциальной энергии, которая определяется статическим давлением. Давление в суженном потоке

меньше, чем давление в потоке до сужения. Разность давлений возрастает с увеличением скорости среды и служит мерой расхода. Сужающее устройство является преобразователем скорости потока (или его расхода) в разность давлений. Разность давлений измеряется дифференциальным манометром 3, градуированным в единицах расхода.

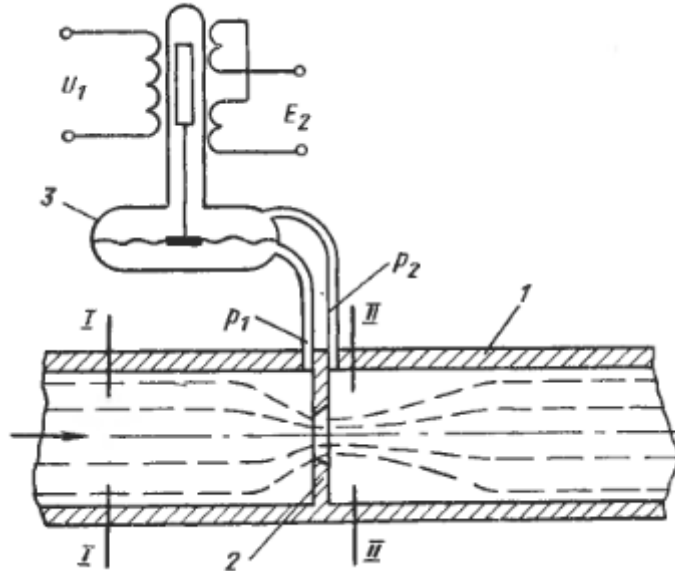


Рис. 3.12.1

Определить зависимость разности давлений от расхода можно исходя из уравнения Бернулли, описывающего состояние потока в сечениях I и II. В общем виде уравнение имеет вид

$$h_1 + p'_1/\rho g + (v'_1)^2/2g = h_2 + p'_2/\rho g + (v'_2)^2/2g + \xi(v_2)^2/2g, \quad (3.12.2)$$

где p'_1 и v'_1 — статическое давление и средняя скорость струи в сечении I, где поток еще не сужается; p'_2 и v'_2 — то же в сечении максимального его сужения II; h_1 и h_2 — высоты сечений I и II над некоторым уровнем; ξ — коэффициент потерь энергии; ρ — плотность среды; g — ускорение свободного падения.

При выводе функции преобразования сужающего устройства обычно принимают ряд допущений: труба целиком заполнена средой; среда — несжимаемая жидкость или газ, плотность которого изменяется пренебрежимо мало, так как $p'_1 - p'_2 \ll p'_1$; труба расположена горизонтально ($h_1 = h_2$); потери энергии пренебрежимо малы ($\xi = 0$). При этом уравнение (3.12.2) приобретает вид

$$(v'_2)^2 - (v'_1)^2 = (2/\rho)(p'_1 - p'_2). \quad (3.12.3)$$

В силу неразрывности потока расход в сечении I равен расходу в сечении II

$$Q = v'_1 S_1 = v'_2 S_2, \quad (3.12.4)$$

где S_1 и S_2 — площади сечений струи. Из (4.230)

$$v'_1 = v'_2 S_2 / S_1. \quad (3.12.5)$$

Подставив (3.12.4) в (3.12.5) и имея в виду (3.12.3), получим

$$Q = v_2' S_2 = (S_2 / \sqrt{1 - S_1^2 / S_2^2}) \sqrt{2(p_1' - p_2') / \rho} \quad (3.12.6)$$

В реальных условиях вместо давления невозмущенного потока p_1' измеряется давление p_1 непосредственно перед сужающим устройством, а вместо давления p_2' в наиболее сжатой струе измеряется давление p_2 (рис. 4.85). Кроме того, расчет расхода удобно производить исходя из конструктивного размера S_0 — площади отверстия сужающего устройства. Для корректировки формулы в нее вводится поправочный коэффициент α — коэффициент расхода. Коэффициент расхода α зависит от отношении диаметров трубы и сужающего устройства, параметров среды, режима течения (числа Рейнольдса) и характеристик сужающего устройства. Расход определяется по формуле

$$Q = \alpha S_0 \sqrt{2(p_1 - p_2) \rho}, \quad (3.12.7)$$

где S_0 — площадь сечения сужающего отверстия.

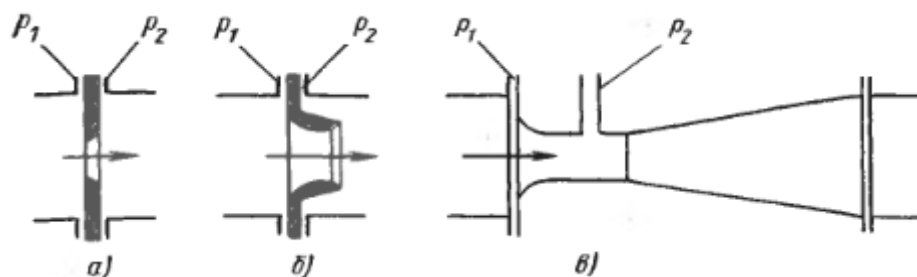


Рис.3.12.2

В качестве сужающего устройства обычно используют так называемые нормальные сужающие устройства: нормальные диафрагмы (рис. 3.12.2, а), нормальные сопла (рис. 3.12.2,б), трубы Вентури (рис. 3.12.2,в).

Достоинства расходомеров с сужающими устройствами заключаются в их универсальности. Этими расходомерами можно измерить расход любых однофазных, а в ряде случаев двухфазных сред. Они пригодны для измерения расхода в трубах практически любого диаметра и при любом давлении. Расходомер состоит из сужающего устройства, соединительных трубок и серийно впускаемого дифференциального манометра, конструкция которого не зависит от измеряемой среды и расхода. Сужающее устройство рассчитывается по стандартной методике. Исходными данными являются условия измерения и входные данные дифференциального манометра. Сужающие устройства изготавливаются потребителем.

Основными недостатками расходомеров с сужающими устройствами являются нелинейная функция преобразования, малое отношение Q_{\max}/Q_{\min} , обычно не превышающее 3, и затруднения при измерении пульсирующих и переменных расходов. Основная приведенная погрешность расходомеров этого типа не превышает 1-3%.

Расход жидкости в трубах с большей точностью может быть измерен с помощью турбинных расходомеров. Устройство датчика приведено на рис. 3.12.2. Датчик представляет собой турбинку 1, ось которой укреплена в подшипниках 2. На оси запрессован стальной стержень 3. Турбинка

установлена в трубе 4, изготовленной из немагнитного материала. Снаружи трубы смонтирован импульсный индукционный преобразователь 5

При поступательном движении жидкости по трубе турбинка вращается. Если трение в подшипниках пренебрежимо мало, то частота вращения такова, что жидкость проходит между лопастями турбинки поступательно, без вращения вокруг оси турбинки. Частота вращения турбинки пропорциональна скорости движения жидкости. Вращение стального стержня в поле постоянного магнита индукционного преобразователя генерирует в катушке импульсы напряжения. Их частота пропорциональна частоте вращения турбинки и, следовательно, расходу жидкости. Вторичным преобразователем является частотомер, проградуированный в единицах расхода.

Турбинные расходомеры применяются для измерения расхода чистых жидкостей. Твердые примеси ухудшают качество подшипников, увеличивают трение и погрешность расходомера. Расходомер требует индивидуальной градуировки, поскольку такая градуировка справедлива лишь для одного распределения скоростей жидкости по сечению трубы. При постановке турбинки в трубу другого диаметра распределение скоростей будет иным и градуировка изменится. Погрешность турбинных расходомеров обычно имеет порядок 0,3-1,5%, хотя имеются приборы с погрешностью 0,1%. Расходомеры этого типа могут иметь постоянную времени (до 1-50 мс). Их можно применять для измерения расхода переменных и пульсирующих потоков.

Аналогичные преобразователи служат для измерения скорости потока жидкости в различных точках сечения канала или русла реки. Они могут также использоваться для измерения скорости судна относительно воды.

Для измерения расхода воды и других непроводящих жидкостей могут использоваться индукционные расходомеры, устройство которых показано на рис. 4.88. Жидкость, расход которой измеряется, протекает по трубе, изготовленной из изоляционного материала. Труба находится ме

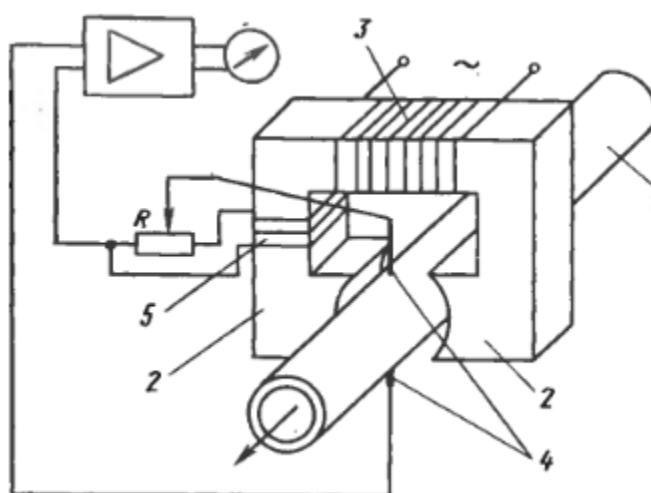


Рис.3.12.3

жду полюсами магнитной системы 2. Магнитный поток возбуждается переменным током промышленной частоты в обмотке 3. Через трубу проходят два диаметрально расположенные электрода 4, касающиеся жидкости. При ее протекании между электродами появляется ЭДС.

Можно считать, что в течение некоторого малого интервала времени Δt магнитная индукция B в жидкости между полюсами остается постоянной. Электроды, жидкость между ними и измерительная цепь образуют замкнутый контур, причем один его проводник (жидкость) перемещается в магнитном поле. При его перемещении со скоростью v в контуре, имеющем один виток ($w = 1$), согласно закону электромагнитной индукции индуцируется ЭДС

$$e = Bvd, \quad (3.12.8)$$

где d - длина "проводника", движущегося в магнитном поле, равная внутреннему диаметру трубы d .

Поскольку индукция изменяется гармонически с частотой питающего напряжения, то индуцированная ЭДС изменяется таким же образом. Ее действующее значение

$$E = Bvd, \quad (3.12.9)$$

где B - действующее значение индукции.

ЭДС пропорциональна скорости протекания жидкости и, следовательно, ее расходу. ЭДС преобразователя улавливается усилителем переменного тока и подается на указатель. Значение ЭДС может также измеряться и регистрироваться автоматическим потенциометром переменного тока.

Генерируемая ЭДС имеет порядок нескольких милливольт и соизмерима с ЭДС, трансформируемой в измерительный контур непосредственно с обмотки возбуждения. Для компенсации последней служит дополнительная обмотка 5 и переменный резистор R . В обмотке трансформируется ЭДС, и часть ее подается в измерительный контур и противофазе с паразитной ЭДС.

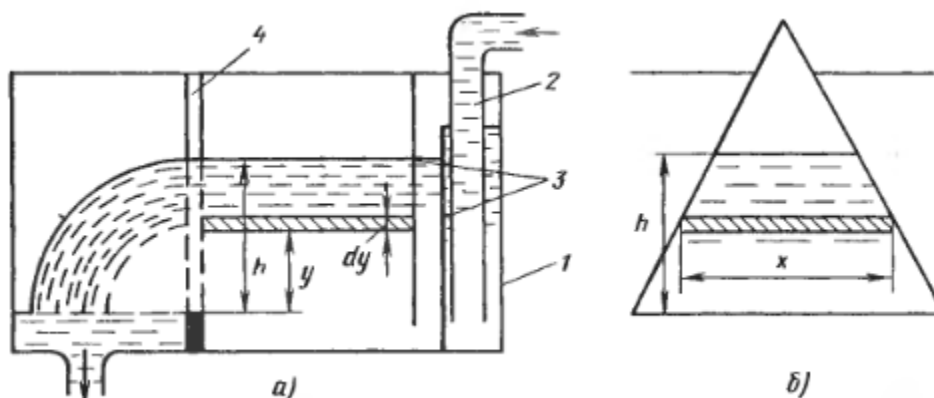


Рис. 3.12.4

С помощью резистора R величина компенсирующей ЭДС подбирается равной паразитной ЭДС и компенсирует ее.

Индукционные расходомеры пригодны для измерения расхода вязких, агрессивных и сильно загрязненных (пульп) жидкостей, удельное

сопротивление которых не должно превышать $10^3 - 10^5$ Ом·м. Расходомеры безынерционны и могут служить для измерения расхода быстроперемештых и пульсирующих потоков. Индукционные расходомеры типа ИР-1М имеют диаметр условного проходного отверстия от 10 до 80 мм. Верхние пределы измерения - от 0,32 до 160 м³/ч. Основная погрешность 1-1,6%.

Для измерения жидкости в открытых руслах и не полностью заполненных трубопроводах может применяться щелевой расходомер. Он имеет (рис. 4.89,а) резервуар 1, в который из трубы 2 наливается жидкость. Перегородки 3 служат для ее успокоения. В стенке резервуара есть щель 4, из которой жидкость свободно вытекает. Щель треугольной формы показана на рис. 489,б. Уровень жидкости в резервуаре h зависит от измеряемого расхода. С помощью поплавкового уровнемера уровень жидкости преобразуется в показания прибора.

Для определения функции преобразования резервуара со щелью выделим на высоте y слой жидкости толщиной dy . Внутри резервуара жидкость неподвижна, ее скорость $v_p = 0$; слой находится под давлением

$$p_p = \rho g (h - y), \quad (3.12.10)$$

где ρ - плотность жидкости; g - ускорение свободного падения.

В щели жидкость движется со скоростью истечения $v_{щ}$, гидростатическое давление не уравнивается стенкой и равно нулю ($p_{щ} = 0$). Уравнение Бернулли (3.12.10) для щели и внутренней части слоя имеет вид

$$v_{щ}^2 / 2g = p_p / \rho g = h - y, \quad (3.12.11)$$

откуда скорость истечения составляет

$$v_{щ} = \sqrt{2g(h - y)}. \quad (3.12.12)$$

Расход из выделенного сечения

$$dQ = \alpha x dy v_{щ} = \alpha x \sqrt{2g(h - y)} dy, \quad (3.12.12)$$

где α - коэффициент расхода, учитывающий потери энергии и зависящий от свойств жидкости; x - ширина щели на уровне y .

Если ширина щели $x = b$ постоянна, то, интегрируя (3.12.12), получаем

$$Q = ab\sqrt{2g} \int_0^h \sqrt{h - y} dy = \frac{2}{3} ab\sqrt{2g} h^{3/2}. \quad (3.12.13)$$

Уровень жидкости перед щелью постоянной ширины нелинейно зависит от расхода.

Изменяя профиль щели $x = f(y)$, как показано на рис. Рис. 3.12.4,б, можно приблизить эту зависимость к линейной. Щелевые датчики расхода типа ШР-1875 имеют пределы измерения от 63 до 250 м³/ч. Их основная погрешность не превышает $\pm 3,5$ %.

Литература

1. Боднер В.А., Алферов А.В. Измерительные приборы: Учебник для вузов: в 2-х т.; т.1: Теория измерительных приборов. Измерительные преобразователи. – М.: Изд-во стандартов, 1986. – 392 с., ил.
2. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин; Измерительные преобразователи: Учеб. Пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 320 с., ил.
3. Измерение электрических и неэлектрических величин: Учеб. Пособие для вузов/ Н.Н. Евтихеев, Я.А. Купершмидт, В.Ф. Папуловский, В.Н. Скуратов: под общ. Ред. Н.Н. Евтихеева. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с., ил.
4. Мейзда Ф. Электронные измерительные приборы и методы измерений: Пер. с англ. – М.:Мир, 1990. – 535с., ил.
5. Спектор С.А. Электрические измерения физических величин: Методы измерений: Учеб. Пособие для вузов. Л.: Энергомиздат, 1987. – 320 с., ил.
6. Клаасен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике. – М.:Постмаркет, 2000. – 325 с., ил.
7. Боднер В.А., Алферов А.В. Измерительные приборы (теория, расчет, проектирование): Учебник для вузов: В 2-х т. Т.2: Методы измерений, устройство и проектирование приборов. – М.: Изд-во стандартов. – 1986, - 224 с., ил.
8. Камке д., Кремер К. Физические основы единиц измерения. – М.: Мир, 1980, - 280 с., ил.
9. Фарзани Н.Г., Илясов Л.В., Азим-Заде А.Ю. Технологические измерения и приборы: Учеб. Для вузов. – М.: Высш.шк., 1989. – 456 с., ил.