

Белорусский национальный технический университет

Приборостроительный факультет

Кафедра «Конструирование и производство приборов»

Электронный учебно-методический комплекс
по учебной дисциплине

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРЕНИЙ

для специальности 1-38 01 01 «Механические и электромеханические
приборы и аппараты»

Составители: д.т.н., доцент Степаненко Д.А., инженер Киндрук А.Н.

Минск
БНТУ
2023

Перечень материалов

Электронный учебно-методический комплекс (ЭУМК) по учебной дисциплине «Физические основы измерений» состоит из следующих разделов:

I. Теоретический раздел:

– курс лекций.

II. Практический раздел:

– лабораторный практикум.

III. Контроль знаний

– перечень вопросов, выносимых на экзамен.

IV. Вспомогательный раздел:

– учебная программа дисциплины.

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

Цели создания ЭУМК:

Целью ЭУМК по дисциплине «Физические основы измерений» является формирование у студентов комплекса знаний по изучаемой учебной дисциплине, соответствующих академическим, социально-личностным и профессиональным компетенциям специалиста в рамках образовательных стандартов для специальности 1-38 01 01 «Механические и электромеханические приборы и аппараты».

Особенностями структурирования и подачи учебного материала являются изучение следующих теоретических материалов:

– изучение основных физических принципов, лежащих в основе работы первичных преобразователей физических величин;

– изучение материаловедческих и схемотехнических аспектов создания и применения первичных преобразователей физических величин.

Практическая часть содержит методические указания по выполнению лабораторных работ. Раздел контроля знаний содержит вопросы к экзамену. Вспомогательный раздел содержит учебную программу дисциплины.

Рекомендации по организации работы с ЭУМК: материалы данного электронного учебно-методического комплекса можно использовать при выполнении лабораторных работ и курсовых проектов (работ), связанных с проектированием и расчетов средств измерений.

Содержание

I. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ.....	4
1. Общие сведения о первичных преобразователях и их характеристиках	4
2. Первичные преобразователи температуры.....	10
2.1 Преобразователи, основанные на тепловом расширении веществ	10
2.2 Резистивные преобразователи на основе металлов	14
2.3 Резистивные преобразователи на основе полупроводников	20
2.4 Преобразователи на основе эффекта Зеебека.....	27
2.5 Пирозлектрические преобразователи и бесконтактные преобразователи температуры	32
3. Первичные преобразователи сил и давления	38
3.1 Первичные преобразователи на основе пьезоэлектрического эффекта	38
3.2 Резистивные преобразователи давления.....	45
4. Емкостные и индуктивные преобразователи	57
4.1 Емкостные преобразователи	57
4.2 Индуктивные преобразователи	65
5. Фотоэлектрические преобразователи.....	71
6. Преобразователи на основе эффектов магнитного поля.....	86
6.1 Индукционные преобразователи	86
6.2 Преобразователи на основе эффекта Холла	90
II. ПРАКТИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ	100
III. КОНТРОЛЬ ЗНАНИЙ	113
IV. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ РАЗДЕЛ.....	115

I. ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ

1. Общие сведения о первичных преобразователях и их характеристиках

Согласно одному из существующих определений, **первичный преобразователь (ПП, датчик или сенсор)** – это техническое устройство, которое, подвергаясь воздействию измеряемой физической величины, выдает эквивалентный сигнал, обычно электрической природы. Согласно ГОСТ Р 51086-97 «Датчики и преобразователи физических величин электронные. Термины и определения», **датчик** – это средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем. Представление сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия, осуществляется с помощью **измерительных приборов**, имеющих для этой цели **показывающее устройство** (шкалу со стрелкой, цифровой индикатор и т.п.). Как и любое средство измерений, датчик имеет нормированные метрологические характеристики. Классификация ПП может производиться по следующим признакам:

1) По физической природе входного воздействия (измеряемой физической величины): ПП температуры, давления, скорости, параметров магнитного поля и т.п.

2) По физической природе выходного сигнала, например, ПП с электрическим и пневматическим выходным сигналом. ПП с пневматическим выходным сигналом используются в системах пневмоавтоматики, в которых управление технологическими процессами осуществляется с помощью пневматических сигналов. Также они могут использоваться во взрывоопасных условиях, где применение электрических сигналов является недопустимым.

3) По степени непрерывности выходного сигнала: **аналоговые** и **цифровые**.

4) По необходимости электрического питания: **пассивные (генераторные)** и **активные (параметрические)**. Генераторные ПП преобразуют входное воздействие непосредственно в электрический сигнал. Примерами являются пьезоэлектрические и пироэлектрические преобразователи, термопары, индукционные преобразователи, фотодиоды в фотогальваническом режиме работы и т.п. Параметрические ПП под действием измеряемой физической величины изменяют свои электрические параметры (активное сопротивление R , емкость C или индуктивность L) и требуют электрического питания для регистрации этих изменений. Примерами являются резистивные, емкостные и индуктивные датчики.

5) По количеству ступеней преобразования входного воздействия: **прямого действия** и **составные**. В ПП прямого действия происходит одноступенчатое преобразование измеряемой физической величины в выходной сигнал с помощью **чувствительного элемента**, находящегося под непосредственным воздействием физической величины. Например, если в пьезоэлектрическом преобразователе давления измеряемое давление воздействует непосредственно на

пьезоэлемент, то такой ПП будет относиться к ПП прямого действия. В составных ПП помимо чувствительного элемента будут присутствовать один или несколько **преобразовательных элементов**, осуществляющих дополнительное преобразование измеряемой физической величины, то есть преобразование имеет многоступенчатый характер. Например, если в тензометрическом преобразователе давления измеряемое давление воздействует на мембрану, вызывая ее деформацию, а затем деформация преобразуется в изменение активного сопротивления тензорезистора, то такой ПП будет относиться к составным: мембрана будет являться в нем чувствительным элементом, а тензорезистор – преобразовательным элементом.

Под **статической характеристикой** ПП понимают зависимость $y = f(x)$ между входным воздействием x и выходным сигналом y . Желательно, чтобы ПП имел линейную статическую характеристику вида

$$y(x) = y(0) + sx.$$

Величина $y(0)$ может называться **сигналом холостого хода**. Величину s называют **чувствительностью** ПП. Для ПП с линейной статической характеристикой чувствительность является постоянной величиной и представляет собой отношение приращения Δy выходного сигнала к приращению Δx входного воздействия:

$$s = \frac{\Delta y}{\Delta x}.$$

Графически чувствительность ПП с линейной характеристикой может быть определена как тангенс угла наклона статической характеристики:

$$s = \operatorname{tg}(\alpha).$$

Для ПП с нелинейной статической характеристикой чувствительность зависит от величины входного воздействия x и определяется как производная выходного сигнала по входному воздействию (то есть как предел отношения $\Delta y/\Delta x$ при $\Delta x \rightarrow 0$):

$$s(x) = \frac{dy}{dx}.$$

Графически чувствительность ПП с нелинейной характеристикой может быть определена как тангенс угла наклона касательной к статической характеристике в точке x_0 , в которой требуется определить чувствительность. Это вытекает из геометрического смысла производной.

Нелинейность статической характеристики ПП обычно считается нежелательным свойством, так как усложняет обработку сигнала измерительной информации. Однако, в некоторых ПП, например, в феррозондовых датчиках магнитного поля, нелинейность является необходимым условием их работы. Статическая характеристика может иметь нелинейности следующих типов (рис. 1):

1) **Зона нечувствительности** (рис. 1, в). Чувствительность ПП остается равной нулю при $x \leq b$, где b – пороговое значение входного воздействия, при котором ПП начинает реагировать на изменение измеряемой физической величины. В механике нелинейность типа «зона чувствительности» может называться **мертвым ходом**. Например, в зубчатой передаче движение ведомого колеса начинается лишь после того, как произойдет выборка бокового зазора между зубьями в результате вращения ведущего колеса.

2) **Насыщение** (рис. 1, а-б). Чувствительность датчика становится близкой к нулю при $x > b$, где b – порог насыщения (пороговое значение входного воздействия, при превышении которого выходной сигнал принимает практически постоянное значение c). Насыщение может наблюдаться в ПП, основанных на использовании ферромагнитных материалов, например, в магниторезистивных датчиках.

3) **Релейная характеристика**. В этом случае на статической характеристике наблюдаются разрывы первого рода (конечные скачки выходного сигнала) при определенных значениях входного воздействия (рис. 2). ПП с такими статическими характеристиками могут использоваться в системах автоматического регулирования, срабатывая при достижении регулируемой физической величины предельно допустимых значений, а также для сигнализации выхода величины за пределы допустимого диапазона. Примером ПП с релейной характеристикой являются электроконтактные преобразователи, в которых замыкание контактов и появление в цепи электрического тока происходят при превышении входным воздействием определенного порогового значения. Релейная характеристика часто встречается совместно с гистерезисом (рис. 2).

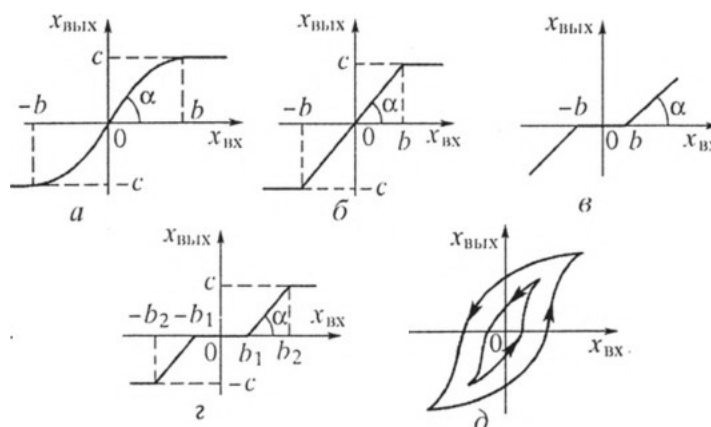


Рис. 1. Нелинейные статические характеристики ПП:

- а) кубическая с насыщением; б) кусочно-линейная с насыщением; в) кусочно-линейная с зоной нечувствительности; г) кусочно-линейная с зоной нечувствительности и насыщением; д) гистерезисная

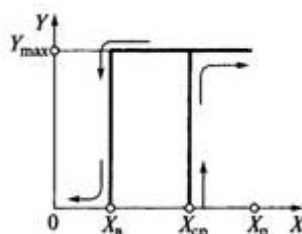


Рис. 2. Статическая характеристика релейного типа с гистерезисом

4) **Гистерезис** (рис. 1, д). Представляет собой неоднозначность статической характеристики ПП, то есть наличие нескольких возможных значений выходного сигнала для определенного значения входного воздействия. Выбор значения выходного сигнала будет зависеть в этом случае не только от величины x входного воздействия, но и от истории $x(t)$ его изменения, например, от знака производной dx/dt . Типичным примером является кривая намагничивания фер-

ромагнитных материалов, представляющая собой зависимость намагниченности M (или индукции B магнитного поля в материале) от напряженности H приложенного к материалу внешнего магнитного поля и демонстрирующая так называемую «петлю гистерезиса» (рис. 3).

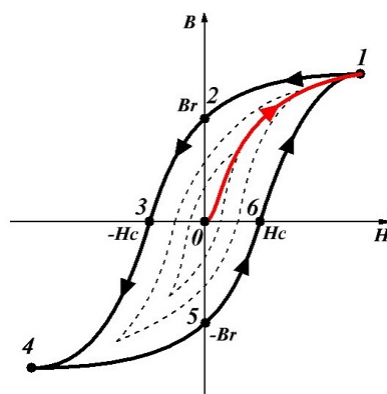


Рис. 3. Кривая намагничивания с петлей гистерезиса

При начальном увеличении напряженности H магнитного поля от нуля до H_{\max} ($dH/dt > 0$) происходит намагничивание вдоль кривой 0-1. При дальнейшем снижении напряженности от H_{\max} до нуля ($dH/dt < 0$) происходит размагничивание вдоль кривой 1-2, не совпадающей с исходной кривой 0-1, в результате чего при $H = 0$ сохраняется остаточная индукция $B_r > 0$. Для полного размагничивания материала (кривая 2-3) необходимо приложить поле с напряженностью $-H_c$ (знак «минус» указывает на противоположное направление этого поля по отношению к начальному намагничивающему полю). Величину H_c называют коэрцитивной силой. Таким образом, величина индукции B зависит не только от значения напряженности H , но и от истории намагничивания образца (знака производной dH/dt). Обычно на кривые гистерезиса наносятся стрелки, указывающие на характер изменения входного воздействия (рост или уменьшение) для каждого из участков кривой.

К характеристикам ПП также относится *разрешающая способность* – минимальное изменение измеряемой величины, приводящее к различимому изменению выходного сигнала. Основным фактором, ограничивающим разрешающую способность, является уровень выходных шумов ПП.

При измерении быстро изменяющихся входных воздействий важную роль приобретают динамические характеристики ПП, к которым относятся амплитудно-частотная характеристика и постоянная времени.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) используется для описания работы ПП при гармонических (синусоидальных или косинусоидальных) изменениях входного воздействия. Если изменение входного воздействия описывается функцией

$$x(t) = X_{\text{вх}} \cdot \cos(2\pi f t + \Phi_{\text{вх}}),$$

то для ПП с линейной статической характеристикой выходной сигнал также будет описываться косинусоидальной функцией, однако она будет в общем случае иметь другие значения $Y_{\text{вых}}$ и $\Phi_{\text{вых}}$ амплитуды и начальной фазы, зависящие от частоты f :

$$y(t) = Y_{\text{вых}}(f) \cdot \cos(2\pi f t + \Phi_{\text{вых}}(f)).$$

Отношение

$$A(f) = \frac{Y_{\text{ВЫХ}}(f)}{X_{\text{ВХ}}},$$

которое может рассматриваться как частотно-зависимый коэффициент трансформации (усиления) входного сигнала по амплитуде, называется АЧХ ПП.

Фазо-частотная характеристика (ФЧХ) ПП представляет собой разность начальных фаз выходного сигнала и входного воздействия

$$\Phi(f) = \Phi_{\text{ВЫХ}}(f) - \Phi_{\text{ВХ}}$$

и может рассматриваться как частотно-зависимое фазовое смещение входного сигнала.

Любой периодический сигнал сложной формы может быть представлен в виде суммы простых гармонических сигналов (*гармоник*) с дискретными частотами вида $f_n = n/T$, где T – период сигнала, с помощью ряда Фурье. Зависимость амплитуды гармоник сигнала от частоты называется **АЧХ сигнала**. Концепция представления сигнала в виде суммы гармоник остается справедливой и для импульсных сигналов, которые можно считать периодическими с периодом $T \rightarrow \infty$, однако в этом случае сигнал будет представляться в виде непрерывной суммы (интеграла) гармоник с непрерывно изменяющимися частотами и бесконечно малыми амплитудами, что математически описывается с помощью преобразования Фурье. Если ПП имеет неравномерную АЧХ, то различные гармоники входного сигнала будут неодинаково усиливаться в ПП, что будет приводить к искажению формы сигнала. Поэтому в случаях, когда является важным сохранение формы сигнала, используют ПП с равномерной АЧХ, либо производят коррекцию формы сигнала с учетом АЧХ ПП. Примером является звукозапись, где стараются использовать микрофоны с равномерной АЧХ для правильной передачи тембральных характеристик звука. Важной характеристикой ПП является **полоса пропускания** – диапазон частот, в пределах которого ПП имеет достаточно высокий коэффициент усиления сигнала, обычно не менее $1/\sqrt{2}$ от максимального значения АЧХ (полоса пропускания на уровне -3 дБ, что соответствует снижению мощности сигнала в 2 раза, рис. 4).

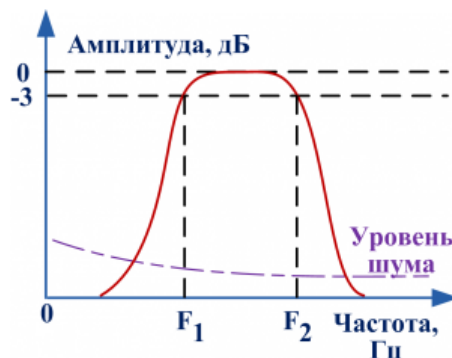


Рис. 4. Определение полосы пропускания ПП по АЧХ

Для эффективного измерения сигнала его частота должна лежать в полосе пропускания ПП. Например, пьезоэлектрические преобразователи малоэффективны при измерении медленно изменяющегося давления, то есть при работе в области низких частот. В некоторых случаях, когда необходимо измерить слабый сигнал с заранее известной частотой, может быть целесообразным исполь-

зование ПП с резонансной АЧХ, что позволит получить высокий коэффициент усиления за счет согласования собственной частоты ПП (частоты, соответствующей максимуму АЧХ) с частотой измеряемого процесса. Например, в магнитно-резонансной томографии (МРТ) собственная частота приемных катушек согласуется с частотой ядерно-магнитного резонанса для ядер водорода, которые служат источником сигнала. Эффект изменения собственной частоты ПП под действием измеряемой физической величины может быть использован в резонансных датчиках. Например, в лазерных гироскопах частота оптического излучения, генерируемого кольцевым лазером, изменяется в зависимости от угловой скорости вращения лазерного резонатора.

Для определения *постоянной времени* используется понятие переходного процесса. Под *переходным процессом* понимают изменение выходного сигнала ПП в ответ на ступенчатое изменение входного воздействия (входное воздействие в виде единичной функции Хевисайда). У идеального ПП с бесконечным быстродействием переходный процесс описывался бы функцией Хевисайда, однако так как физические процессы, лежащие в основе работы ПП, протекают с конечной скоростью, реальный переходный процесс характеризуется плавным приближением выходного сигнала к установившемуся значению с конечной скоростью, зависящей от быстродействия ПП: с математической точки зрения это соответствует удалению высокочастотных гармоник из функции Хевисайда, то есть ПП ведет себя подобно фильтру нижних частот (ФНЧ) с определенной частотой $f_{ср}$ среза, выше которой коэффициент усиления сигнала падает ниже $1/\sqrt{2}$ от максимального значения АЧХ. Переходный процесс может быть *апериодическим* или *колебательным* (рис. 5).

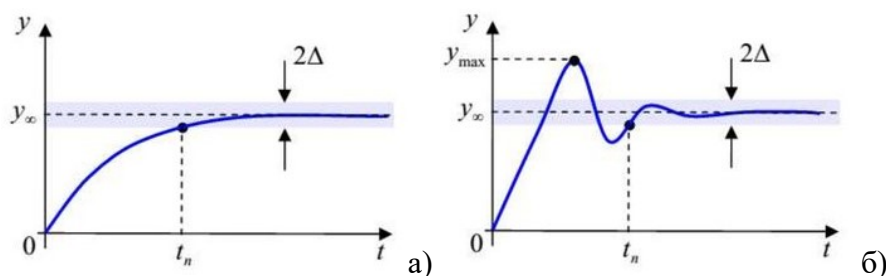


Рис. 5. Виды переходных процессов:
а) апериодический; б) колебательный

Колебательные переходные процессы считаются нежелательными и для гашения колебаний средства измерений могут снабжаться гасителями колебаний (демпферами) различного конструктивного исполнения. Апериодический переходный процесс описывается экспоненциальной функцией вида

$$y(t) = y_{\infty} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right),$$

где y_{∞} – установившееся значение выходного сигнала (при $t \rightarrow \infty$), τ – постоянная времени.

ПП с малой постоянной времени обладают высоким быстродействием (малой инерционностью), то есть их выходной сигнал быстро приближается к установившемуся значению. Частота среза ПП, рассматриваемого как ФНЧ, обратно пропорциональна постоянной времени:

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi\tau},$$

то есть помимо скорости приближения выходного сигнала к установившемуся значению постоянная времени характеризует ширину полосы пропускания ПП.

Функционирование ПП как ФНЧ можно проиллюстрировать несколькими практическими примерами. Например, фотодетекторы не реагируют на колебания напряженности электрической составляющей поля световой волны, так как частота этих колебаний для излучения видимого спектрального диапазона составляет 385..790 ТГц, а постоянная времени быстродействующих фотодетекторов составляет порядка 10 пс, что соответствует частоте среза около 16 ГГц. Один из известных способов измерения амплитуды высокочастотных колебаний состоит в использовании стрелочного индикатора часового типа: при воздействии колебаний на измерительный шток индикатора стрелка отклоняется в положение, соответствующее максимальному колебательному смещению, и сохраняет это положение на протяжении всего процесса измерения. Подобное поведение стрелки объясняется тем, что постоянная времени индикатора значительно больше периода измеряемых колебаний.

2. Первичные преобразователи температуры

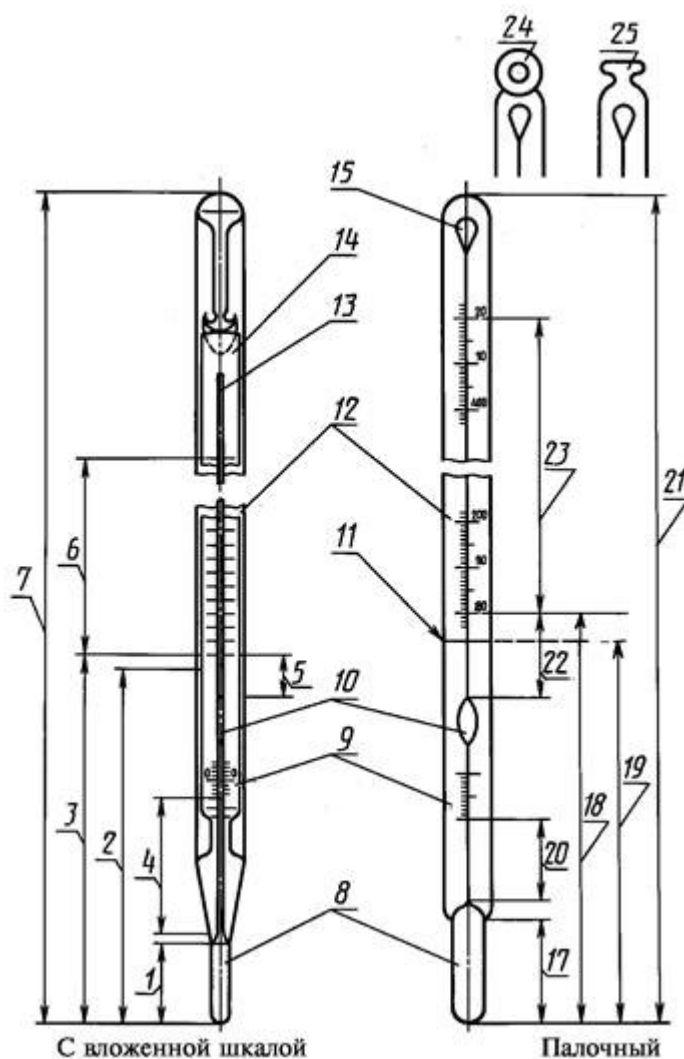
2.1 Преобразователи, основанные на тепловом расширении веществ

Для измерения температур в диапазоне от -200 до 750 °С применяют жидкостные термометры, основанные на тепловом расширении жидкостей. Конструктивно такие термометры состоят из стеклянного или кварцевого резервуара с припаянным к нему капилляром (рис. 6).

Жидкость полностью заполняет резервуар и частично заполняет капилляр, а температуру определяют визуально по высоте подъема жидкости в капилляре, отсчитываемой по шкале. **Палочные термометры** представляют собой толстостенный стеклянный стержень с капилляром и шкалой, нанесенной или вытравленной на стержне. **Термометры с вложенной шкалой** состоят из капилляра и пластины со шкалой, заключенных в защитную оболочку. Для того чтобы термометр не разрушался при случайном перегреве или хранении в температурных условиях, превышающих диапазон измерения термометра, в верхней части капилляра предусматривают **запасной резервуар**. Для нанесения дополнительной шкалы или для того, чтобы столбик термометрической жидкости полностью не опускался в резервуар, канал капилляра может иметь расширение над резервуаром или дополнительной шкалой – **нижний запасной резервуар**. **Дополнительная шкала** с опорной температурой, например, точкой льда, используемой для проверки термометра на изменения калибровки с течением времени, наносится в том случае, когда опорная температура не входит в диапазон основной шкалы. Введение нижнего запасного резервуара между основной и дополнительной шкалами позволяет сократить общую длину термометра.

В качестве рабочей жидкости в термометрах чаще всего используют ртуть, так как она остается жидкой в широком диапазоне температур от -38,8 до 356 °С при нормальном давлении и до 750 °С при небольшом избыточном давлении,

создаваемом путем заполнения капилляра азотом. Недостатком органических жидкостей, таких как спирт, толуол и пентан, является смачиваемость стекла этими жидкостями, приводящая к формированию тонкой пленки жидкости на стенке капилляра при опускании столбика жидкости и снижению точности показаний.



1, 17 – длина резервуара, 2, 19 – глубина погружения, 3, 18 – расстояние от дна резервуара до нижнего номинального предела основной шкалы, 4, 20 – расстояние от верхней части воронки резервуара до нижнего номинального предела дополнительной шкалы, 5, 22 – расстояние от верха нижнего запасного резервуара до нижнего номинального предела основной шкалы, 6, 23 – длина основной шкалы, 7, 21 – общая длина, 8 – резервуар, 9 – дополнительная шкала, 10 – нижний запасной резервуар, 11 – линия погружения (если указывается), 12 – основная шкала, 13, 15 – верхний запасной резервуар, 14 – шкальная пластина, 16 – запаянный верх оболочки, 24 – колечко, 25 – кнопка

Рис. 6. Конструкция жидкостных термометров

Ртуть, в отличие от органических жидкостей, не смачивает поверхность стекла. Сплав ртути и таллия (*амальгама таллия*) с содержанием таллия 8,5 % используется для измерения температур до $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$, этиловый спирт – до $-70\text{ }^{\circ}\text{C}$, толуол – до $-80\text{ }^{\circ}\text{C}$, а пентан – до $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Недостатком ртути и таллия является их токсичность. В бытовых и медицинских термометрах в качестве заменителя ртути может использоваться *галлинстан* – малотоксичный сплав галлия, индия и олова с температурой плавления около $-19\text{ }^{\circ}\text{C}$. Медицинские термометры отно-

сятся к так называемым **максимальным термометрам**, сохраняющим показание, соответствующее максимальной температуре: обнуление термометра происходит только при встряхивании. Термометры такого типа также используют на метеостанциях, чтобы зафиксировать максимальное значение температуры за определенный период наблюдений. В медицинских термометрах сохранение показаний обеспечивается за счет наличия узкой шейки между резервуаром с жидкостью и капилляром: при падении температуры происходит разрыв столбика ртути в шейке, что препятствует возврату ртути из капилляра в резервуар. Для изготовления жидкостных термометров, работающих при высоких температурах, используются специальные стёкла марок 360, 500 и 650 (обозначения соответствуют верхнему пределу шкалы в °С). Стекло должно обладать минимальным **термическим последствием** – остаточным расширением, сохраняющимся после нагрева стекла до высокой температуры и последующего охлаждения. В противном случае будет наблюдаться так называемая **депрессия точки нуля**, вызванная увеличением диаметра капилляра. При долгой эксплуатации термометров также возможно обратное явление, то есть уменьшение диаметра капилляра в результате старения стекла, приводящее к так называемому **вековому повышению точки нуля**. В термометрических стёклах этот эффект должен быть минимальным. В отличие от твердых тел, расширение которых обычно описывают с помощью **температурного коэффициента линейного расширения** (ТКЛР) $\alpha_L = \Delta L/L\Delta T$, где $\Delta L/L$ – относительное изменение длины (относительная деформация), ΔT – изменение температуры, расширение жидкостей описывается **коэффициентом объемного теплового расширения** $\beta = \Delta V/V\Delta T$, где $\Delta V/V$ – относительное изменение объема. Учитывая, что выходным сигналом термометра является высота Δh подъема жидкости, а объем вытесняемой из резервуара жидкости связан с высотой зависимостью $\Delta V = \pi d^2 \cdot \Delta h/4$, где d – диаметр капилляра, то чувствительность термометра определяется формулой

$$s = \frac{\Delta h}{\Delta T} = \frac{4\beta V}{\pi d^2},$$

где V – объем резервуара.

Эта формула объясняет влияние необратимых деформаций капилляра на показания термометра. Анализируя приведенную формулу, можно также сделать вывод, что для повышения чувствительности термометра необходимо уменьшать диаметр d капилляра, либо увеличивать объем V резервуара.

В **дилатометрических термометрах** (от лат. dilato – расширяю) используется тепловое расширение твердых тел. Конструктивно такой термометр состоит из трубки 2, выполненной из материала с высоким ТКЛР, и расположенного внутри нее стержня 1 из материала с низким ТКЛР, который левым концом жестко связан с трубкой, а правым взаимодействует со стрелкой 3 (рис. 7).

Из-за разности ТКЛР трубки и стержня изменение температуры приводит к линейному перемещению правого конца стержня, которое преобразуется в угол поворота стрелки. В качестве материала стержня обычно используют **инвар** (от лат. invariabilis – неизменный) – железно-никелевый сплав 36Н, содержащий 36 % никеля и имеющий очень низкий ТКЛР ($1,2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$). Чрезвычайно низкий ТКЛР инвара объясняется тем, что положительная тепловая деформация в нем

компенсируется отрицательной магнитострикционной деформацией, вызванной наличием у сплава ферромагнитных свойств. Трубка обычно изготавливается из латуни, имеющей сравнительно высокий ТКЛР ($1,87 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$).

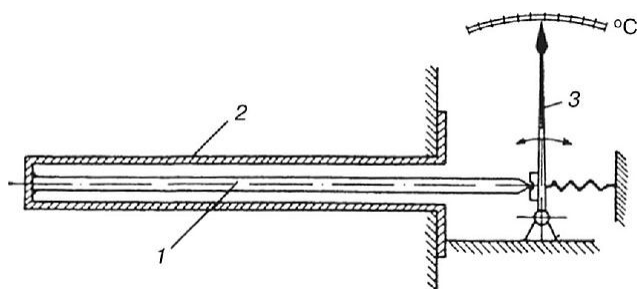


Рис. 7. Конструкция дилатометрического термометра

Большинство материалов имеют положительный ТКЛР, однако некоторые сплавы, в частности, железо-никелевые сплавы определенного состава, имеют отрицательный ТКЛР в определенном диапазоне изменения температур. Такие сплавы могут использоваться в компенсаторах тепловых деформаций, в частности, для компенсации тепловой дефокусировки (вызванного тепловым расширением смещения фокуса) оптических систем. Коммерчески доступным является титановый сплав с отрицательным ТКЛР ALLVAR Alloy 30.

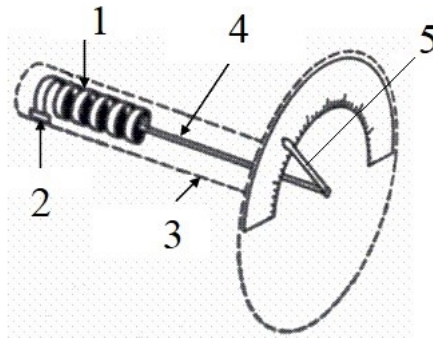
В *биметаллических термометрах* в качестве чувствительного элемента используются биметаллические пластинки и ленты, изготовленные путем совместной прокатки двух разнородных металлов с существенно различающимися ТКЛР. Могут использоваться следующие комбинации материалов: латунь/инвар, FeNi20Mn6/инвар, FeNi22Cr3/инвар, Mn75Ni15Cu10/инвар. Консольно закрепленная биметаллическая пластинка при нагревании изгибается в сторону слоя с более низким ТКЛР. Это свойство используется в тепловых реле, отключающих нагрузку от цепи питания при перегреве, вызванном тепловым действием тока (рис. 8).



Рис. 8. Биметаллическое тепловое реле

При изгибе биметаллическая пластинка выходит из зацепления с коромыслом, давая ему возможность поворота относительно оси качания под действием усилия связанной с ним пружины растяжения. В результате поворота коромысла происходит размыкание контактов электрической цепи. Подобный принцип используется для автоматического отключения питания электрического чайника.

В термометрах тепловая деформация биметалла преобразуется в угол поворота стрелки. В качестве чувствительного элемента используется биметаллическая лента, свернутая спиралью или по винтовой линии (рис. 9).



1 – биметалл, 2 – жесткая заделка, 3 – корпус, 4 – ось, 5 – стрелка
Рис. 9. Биметаллический термометр

Один конец ленты закрепляется к корпусу прибора, а второй – к оси со стрелкой. При изменении температуры возникает кручение ленты, приводящее к повороту стрелки.

2.2 Резистивные преобразователи на основе металлов

В резистивных ПП температуры (*терморезисторах* или *термометрах сопротивления*) используется зависимость активного электрического сопротивления металлов от температуры. Математически эта зависимость описывается формулой

$$R(T) = R(T_0)(1 + \alpha \cdot (T - T_0)),$$

где $R(T_0)$ – сопротивление при некоторой начальной температуре T_0 , α – *температурный коэффициент сопротивления* (ТКС).

ТКС может быть рассчитан по формуле

$$\alpha = \frac{\Delta R}{R(T_0)\Delta T} \quad (1)$$

Чистые металлы имеют положительный ТКС, однако в некоторых неупорядоченных сплавах с высоким остаточным удельным сопротивлением ТКС может принимать отрицательные значения. Согласно *правилу Моойа* (Moosij) ТКС принимает преимущественно отрицательные значения при остаточном удельном сопротивлении свыше 150 мкОм·см. Под *остаточным удельным сопротивлением* проводника понимают его удельное сопротивление при $T \rightarrow 0$ (на практике оно измеряется при температуре жидкого гелия $T = 4,15$ К) (рис. 10).

В удельное сопротивление вносят вклад рассеяние электронов на кристаллической решетке и на дефектах кристаллической решетки (примесях, дислокациях и т.п.). Рассеяние на кристаллической решетке стремится к нулю при $T \rightarrow 0$, поэтому, чем меньше дефектов содержит металл, тем ниже его остаточное удельное сопротивление. Количество дефектов в металле снижается при термообработке (отжиге) и повышается при пластической деформации (прокатке, волочении и т.п.). В проводниках, обладающих эффектом *сверхпроводимости*,

удельное сопротивление снижается до нуля при $T < T_c$, где T_c – критическая температура.

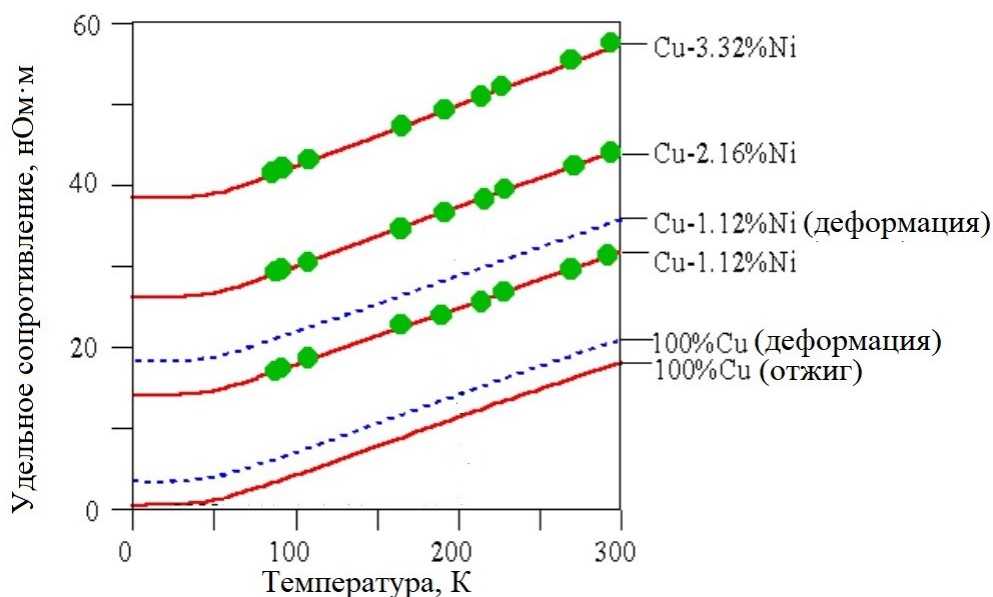


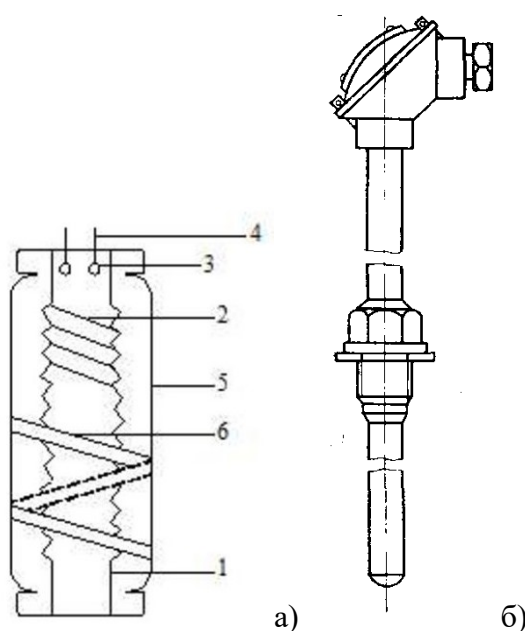
Рис. 10. Зависимость удельного сопротивления сплавов меди от температуры

Важное практическое значение имеют сплавы с ТКС, близким к нулю. Они используются, например, при изготовлении прецизионных резисторов и резистивных ПП нетепловых величин, требующих минимального влияния температуры на результаты измерений. Примерами таких сплавов являются **константан** (от лат. constans – постоянный, неизменный), содержащий 59 % меди, 39..41 % никеля и 1..2 % марганца, и **манганин** (от лат. manganum – марганец + niccolum – никель), содержащий 85 % меди, 11,5..13,5 % марганца и 2,5..3,5 % никеля. Для константана ТКС составляет ± 30 ppm/K (**ppm** (parts per million) – одна миллионная доля), а для манганина – ± 40 ppm/K. Указанные значения ТКС являются ориентировочными: они сильно зависят от режимов термообработки и пластической деформации сплава (путем контролируемой термообработки можно добиваться снижения указанных значений или получения ТКС определенного знака). Преимуществом манганина по сравнению с константаном является то, что он дает очень малую термоЭДС в паре с медью, то есть с проводниками электронных устройств: это является важным, например, при измерении очень малых напряжений. Манганин и константан имеют высокое удельное сопротивление: около 0,5 мкОм·м (для сравнения у нихрома, считающегося высокорезистивным сплавом и используемого по этой причине в нагревательных элементах, удельное сопротивление составляет 1,05..1,4 мкОм·м). Это позволяет изготавливать из манганина и константана малогабаритные высокоомные резисторы. К высокоомным сплавам с малым ТКС также относится **сплав Eваноhm** (75 % Ni, 20 % Cr, 2,5 % Al, 2,5 % Cu), имеющий удельное сопротивление около 1,3 мкОм·м и ТКС ± 20 ppm/K и близкий по составу к нихрому (80 % Ni, 20 % Cr).

В терморезисторах используют чистые металлы, такие как платина, медь, никель и железо. Использование чистых металлов объясняется тем, что они имеют более высокий ТКС по сравнению с металлами, содержащими примеси.

Помимо высокого ТКС желательно, чтобы металл был устойчив к различным физико-химическим воздействиям. Этому требованию идеально удовлетворяет платина, однако она имеет высокую стоимость, в связи с чем вместо платины может использоваться медь, имеющая более низкую стоимость, но склонная к окислению. Железо и никель применяются редко из-за своей склонности к окислению. При измерении высоких температур могут использоваться тугоплавкие металлы, такие как вольфрам и молибден. На платиновые и медные терморезисторы наносится стандартное обозначение ТСП (термометр сопротивления платиновый) или ТСМ (термометр сопротивления медный).

Конструктивно терморезистор состоит из платиновой или медной проволоки диаметром 0,05..0,5 мм, намотанной бифилярным способом на электроизолирующий каркас в виде плоской слюдяной пластины с зубцами, помещенный в защитный чехол из нержавеющей стали или керамики (рис. 11).



1 – слюдяная пластина, 2 – платиновая проволока, 3 – спай проволоки с выводами, 4 – серебряные проволочные выводы, 5 – плоские слюдяные накладки, 6 – серебряная лента

Рис. 11. Конструкция терморезистора:
а) чувствительный элемент; б) внешний вид

Бифилярная намотка (от лат. bi – два + filum – нить) производится сдвоенным проводом, что позволяет исключить индуктивную составляющую сопротивления, так как токи в соседних витках протекают в противоположных направлениях и создаваемые ими магнитные поля компенсируют друг друга (рис. 12).

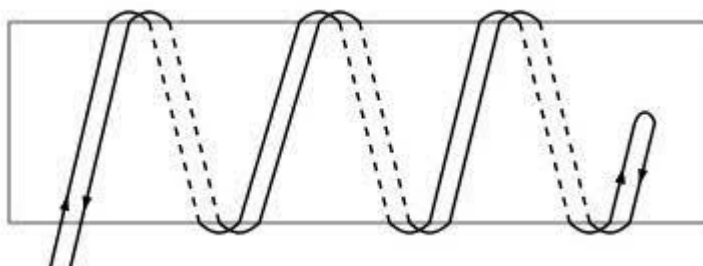


Рис. 12. Бифилярная намотка проволоки

Индуктивная составляющая сопротивления не проявляется при питании преобразователя постоянным током, однако наличие у преобразователя индуктивных свойств приводит к повышению уровня шумов, так как внешние электромагнитные поля будут индуцировать ЭДС в обмотке преобразователя.

Включение терморезисторов может производиться по двух-, трех- и четырехпроводной схемам, для чего внутри головки преобразователя предусматривается 4 клеммы для крепления соединительных проводов. Наименее точной является **двухпроводная схема**, так как в этом случае подача тока на преобразователь осуществляется с помощью тех же проводов, которые используются для измерения падения напряжения на нем (рис. 13).

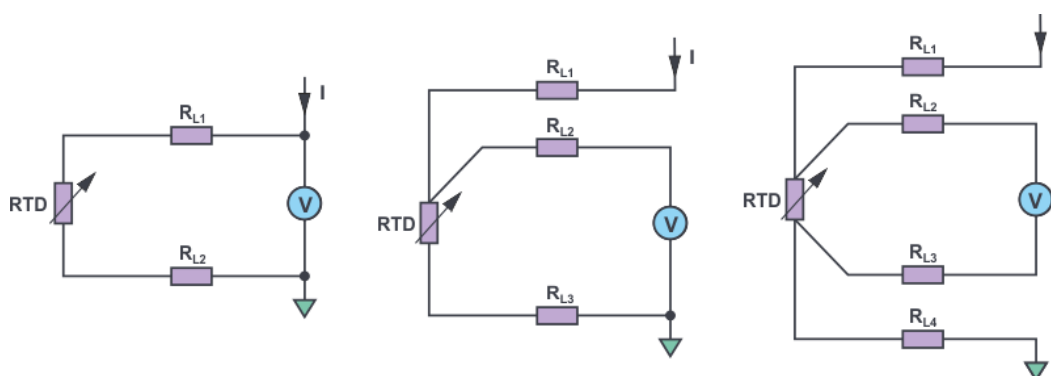


Рис. 13. Схемы измерения сопротивления терморезистора

В итоге показания вольтметра представляют собой сумму падения напряжения на терморезисторе RTD и падений напряжений на сопротивлениях R_{L1} и R_{L2} соединительных проводов, то есть по сути измеряется суммарное сопротивление $RTD + R_{L1} + R_{L2}$, что приводит к значительным погрешностям при измерении малых по величине сопротивлений RTD , так как в этом случае сопротивления R_{L1} и R_{L2} оказываются сопоставимыми по величине с измеряемым сопротивлением. При использовании **трех- и четырехпроводной схем** включения погрешность измерения снижается, так как для подачи тока на преобразователь используются отдельные провода. При использовании вольтметра с высоким входным сопротивлением ток протекает по пути $R_{L1} \rightarrow RTD \rightarrow R_{L3}$ для трехпроводной схема и по пути $R_{L1} \rightarrow RTD \rightarrow R_{L4}$ для четырехпроводной схемы. В итоге в трехпроводной схеме измеряется сопротивление $RTD + R_{L2}$, а в четырехпроводной схеме сопротивление соединительных проводов полностью исключается. Так как речь идет о малых падениях напряжения, то на практике перед вольтметром устанавливают усилитель с высоким входным сопротивлением. Четырехпроводная схема также может называться **схемой Кельвина**.

Для преобразования изменения сопротивления терморезисторов в электрический сигнал также может использоваться **мост постоянного тока (мост Уитстона)** (рис. 14).

Падение напряжения U_m на резисторе R_d (внутреннем сопротивлении вольтметра, включаемого в диагональ моста) будет определяться формулой

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

где e_s – напряжение питания.

При выполнении *условия баланса моста*

$$R_2 R_3 = R_1 R_4$$

мост является уравновешенным и его выходное напряжение U_m равно нулю.

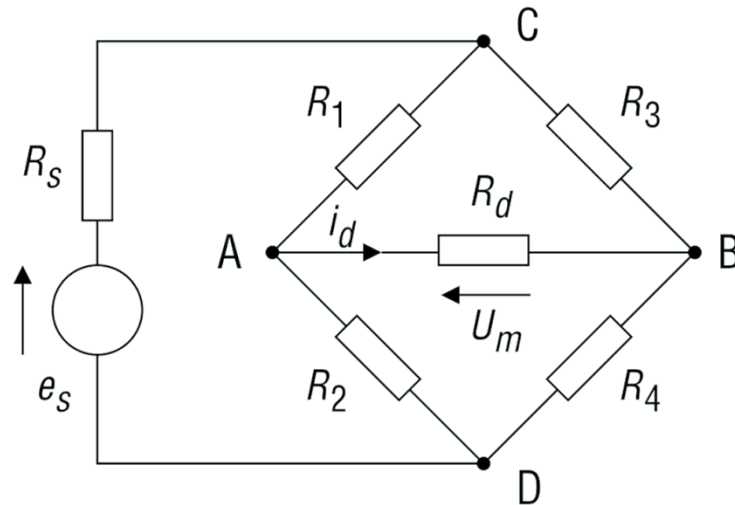


Рис. 14. Мост постоянного тока

Если в состоянии равновесия (при некотором начальном значении x_0 измеряемой физической величины x) все резисторы имеют одинаковую величину, то есть $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$, а резистор R_1 зависит линейным образом от приращения $\Delta x = x - x_0$ измеряемой величины, то есть $R_1 = R_0 \cdot (1 + \alpha \Delta x)$, то

$$U_m(\Delta x) = -e_s \cdot \frac{\alpha \Delta x}{2(2 + \alpha \Delta x)},$$

то есть мост с одним чувствительным резистором (*четвертьмостовая схема*) имеет нелинейную статическую характеристику.

При малых Δx статическая характеристика может приближенно считаться линейной, если зависать ее в виде

$$U_m(\Delta x) = -e_s \cdot \frac{\alpha \Delta x (2 - \Delta x)}{2(4 - (\alpha \Delta x)^2)}$$

и пренебречь квадратичными членами.

В этом случае

$$U_m(\Delta x) \approx -e_s \cdot \frac{\alpha \Delta x}{4}.$$

В случае $R_1 = R_0 \cdot (1 + \alpha \Delta x)$ и $R_3 = R_0 \cdot (1 - \alpha \Delta x)$ (*полумостовая схема* с двумя чувствительными резисторами, имеющими противоположное по знаку изменение сопротивления)

$$U_m(\Delta x) = -e_s \cdot \frac{2\alpha \Delta x}{(4 - (\alpha \Delta x)^2)},$$

что соответствует увеличению чувствительности в 2 раза по сравнению с четвертьмостовой схемой.

В случае терморезисторов с положительным ТКС описанный вариант полумостовой схемы является нереализуемым, так как резисторы будут иметь одинаковое по знаку изменение сопротивления и мост будет оставаться уравновешенным. Однако рассмотренный вариант может быть реализован, например,

для тензорезисторов (резистивных ПП деформации), если два тензорезистора испытывают воздействие противоположных по знаку деформаций.

Для минимизации влияния сопротивления соединительных проводов может использоваться включение терморезисторов в мост по трех- и четырехпроводной схемам (рис. 15).

При использовании трехпроводной схемы (рис. 15, а) сопротивления R_L проводников А и В входят в смежные плечи моста и поэтому не влияют на его равновесие. Сопротивление проводника С является малым по сравнению с внутренним сопротивлением вольтметра, включаемого в диагональ моста, и поэтому практически не оказывает влияния на его показания.

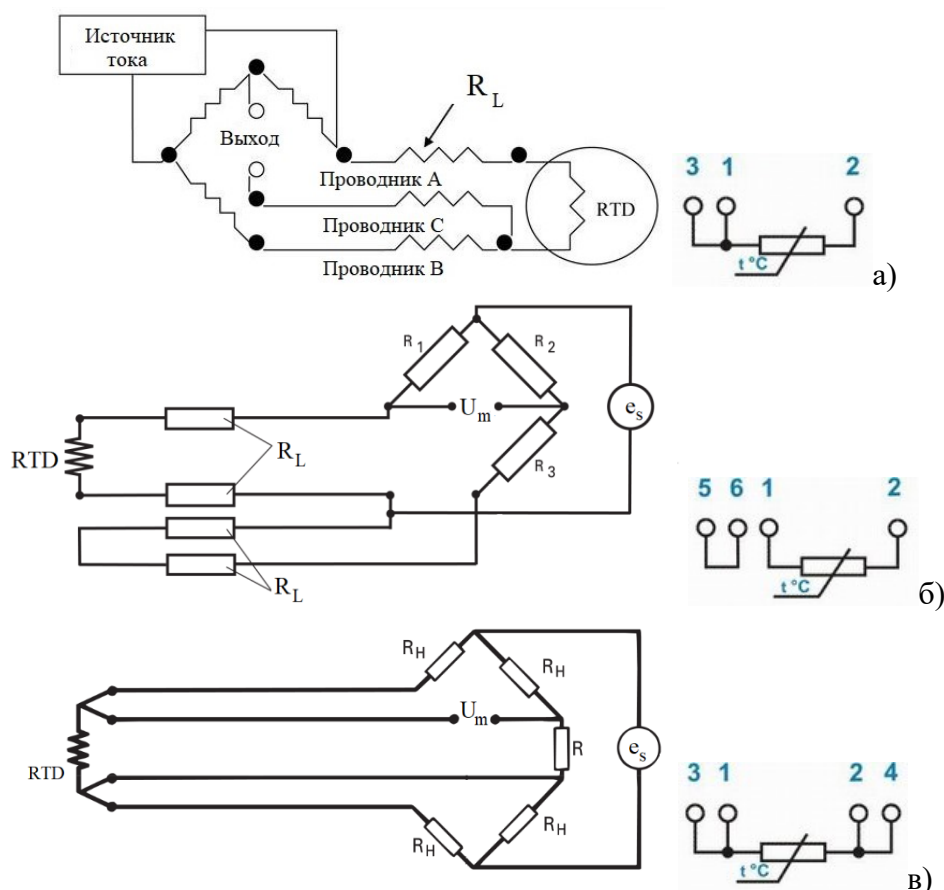
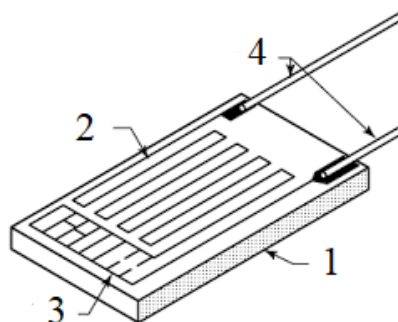


Рис. 15. Мостовые схемы с трехпроводным (а) и четырехпроводным (б, в) включением терморезисторов

При использовании четырехпроводной схемы (рис. 15, б) два проводника (А и В) включаются в плечо моста, содержащее терморезистор RTD , а два других проводника (С и D), накоротко соединенные между собой внутри преобразователя, включаются в смежное плечо моста, содержащее резистор R_3 . Преобразователи такого типа называются *преобразователями с компенсационной петлей*. Четырехпроводная схема также может использоваться при включении терморезисторов в *двойной мост (мост Кельвина или мост Томсона)* (рис. 15, в). Мост содержит четыре обычных резистора R_H и два четырехтерминальных резистора R и RTD , каждый из которых имеет четыре терминала: два токовых и два потенциальных. В случае одинаковых по величине резисторов R_H паразитное сопротивление проводника, соединяющего нижние потенциальные терминалы резисторов R и RTD , не будет влиять на результаты измерений.

Помимо проволочных терморезисторов используются миниатюрные **тонкопленочные терморезисторы**, в которых в качестве чувствительного элемента используется тонкая пленка из платины, нанесенная на подложку из алюмооксидной керамики и пассивированная слоем стекла (рис. 16).

Платина и керамика имеют очень близкие значения ТКЛР, что позволяет минимизировать изменения сопротивления, связанные с тепловыми деформациями. Пленка наносится на подложку в виде так называемого **меандра** – ломаной линии, состоящей из периодически повторяющихся связанных между собой продольных и поперечных сегментов. Это позволяет получить достаточно высокое сопротивление за счет большой длины проводника при малой площади поперечного сечения.



1 – подложка, 2 – чувствительный элемент, 3 – шунты, 4 – соединительные проводники

Рис. 16. Тонкопленочный терморезистор

Точная подстройка величины сопротивления производится за счет лазерной подрезки шунтов (параллельно соединенных перемычек чувствительного элемента: **шунтирование** – это процесс параллельного подсоединения электрического элемента к другому элементу, обычно с целью уменьшения итогового сопротивления цепи).

2.3 Резистивные преобразователи на основе полупроводников

В полупроводниках концентрация и подвижность носителей заряда увеличиваются с ростом температуры, в результате чего наблюдается снижение сопротивления. Поэтому **полупроводниковые терморезисторы (термисторы)** обычно имеют отрицательный ТКС (рис. 17).

Как видно из графиков, термисторы имеют нелинейную статическую характеристику с чувствительностью, снижающейся с ростом температуры. Математически статическая характеристика описывается уравнением

$$R(T) = R(T_0) \cdot \exp\left(\beta \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right),$$

где параметр β называется **характеристической температурой** и зависит от свойств материала и конструктивных параметров термистора.

Название «характеристическая температура» используется исключительно по той причине, что параметр β измеряется в К: он не имеет определенного физического смысла.

Так как чувствительность термистора является функцией измеряемой температуры, то ее описывают с помощью *дифференциального ТКС*, определяемого по формуле (1) при $\Delta T \rightarrow 0$:

$$\alpha(T) = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{\beta}{T^2}.$$

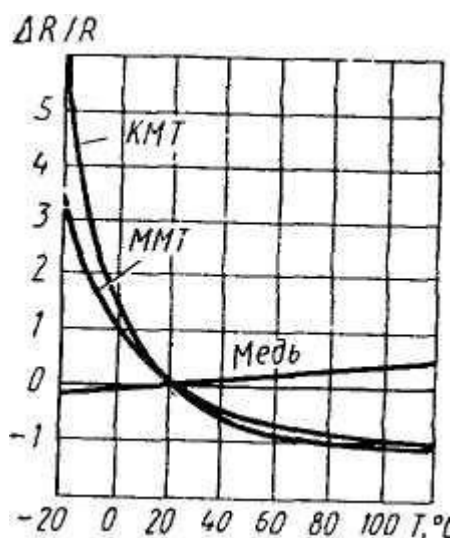


Рис. 17. Статические характеристики термисторов и медного терморезистора

Термисторы с отрицательным ТКС могут обозначаться как *NTC-термисторы* (от англ. negative temperature coefficient – отрицательный температурный коэффициент).

Для более точного описания статической характеристики NTC-термистора может использоваться *уравнение Стейнхарта-Харта*

$$\frac{1}{T} = A + B \cdot \ln(R) + C (\ln(R))^3,$$

где A , B и C – константы термистора, определяемые путем градуировки по трем температурным точкам, отстоящим друг от друга не менее чем на 10°C .

В качестве материалов в NTC-термисторах используют полупроводниковые поликристаллические материалы (керамику) на основе оксидов переходных металлов и их твердых растворов:

СТ1 (КМТ) – кобальто-марганцевые термисторы;

СТ2 (ММТ) – медно-марганцевые термисторы;

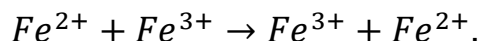
СТ3 – медно-кобальто-марганцевые термисторы;

СТ4 – никель-кобальто-марганцевые термисторы;

СТ8 – термисторы на основе полутораоксида ванадия V_2O_3 и поликристаллических твердых растворов $V_2O_3\text{-Me}_2O_3$ ($Me = Ti, Al, Cr$);

СТ9 – термисторы на основе двуоксида ванадия VO_2 .

Для полупроводников на основе оксидов переходных металлов определяющим эффектом в изменении сопротивления является увеличение подвижности носителей заряда. Для переходных металлов характерны наличие незаполненной 3d-оболочки и способность принимать различную валентность. Например, в полупроводниках на основе оксида железа часть ионов железа имеет заряд +2, а остальные – +3. Соседние ионы кристаллической решетки могут обмениваться электроном (*межвалентный перенос заряда*) по схеме



Все электроны 3d-оболочек могут считаться носителями заряда и, соответственно, концентрация носителей заряда не зависит от температуры. Для таких материалов характерна *прыжковая электропроводность*, то есть электропроводность, обусловленная перескоками носителей заряда между локализованными состояниями. С ростом температуры вероятность перескоков и, соответственно, подвижность носителей заряда увеличиваются, что приводит к снижению сопротивления.

Особый случай представляют собой материалы на основе оксидов ванадия. В них при определенных температурах наблюдается неизоструктурный (сопровождающийся изменением структуры кристаллической решетки) *фазовый переход «металл-диэлектрик» («металл-полупроводник»)*, приводящий к резкому изменению проводимости. Для диоксида ванадия VO_2 температура фазового перехода составляет около $68\text{ }^\circ\text{C}$, а для полтораоксида ванадия V_2O_3 – около 160 K . Эффект скачкообразного изменения сопротивления в зависимости от температуры может использоваться в системах тепловой защиты электронных устройств, например, компьютерных процессоров (рис. 18).

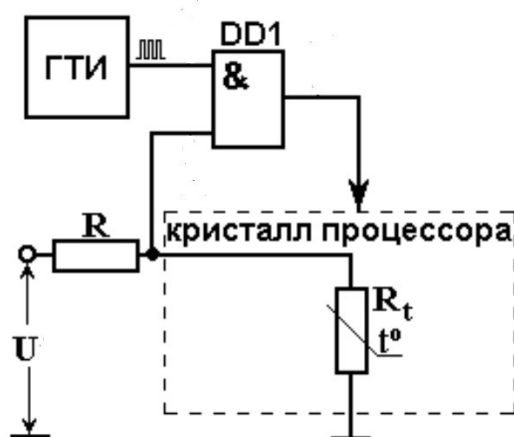


Рис. 18. Использование термистора для тепловой защиты процессора

Резисторы с подобным поведением называются *критическими терморезисторами*. Импульсы от генератора тактовых импульсов ГТИ подаются на процессор через микросхему «логическое И» DD1, на управляющий вход которой поступает напряжение от источника U через делитель, образованный резисторами R и R_t (термистор). При нагреве процессора до температуры $68\text{ }^\circ\text{C}$ сопротивление термистора резко снижается (примерно в 100 раз), в результате чего основная часть напряжения U падает на резисторе R и на управляющий вход микросхемы DD1 поступает напряжение низкого уровня. В итоге микросхема блокирует поступление импульсов от ГТИ на процессор и вычисления временно прерываются, что дает процессору возможность охлаждения.

Температура фазового перехода в монокристаллах оксида ванадия V_2O_3 может контролироваться путем их легирования, а также за счет изменения их напряженного состояния. Например, легирование кристаллов хромом в концентрации $0,5..1,7\%$ дает изоструктурные фазовые переходы в области комнатной температуры. Аналогичного эффекта можно добиться путем контролируемого изменения внутренних напряжений в тонких пленках оксида ванадия, формиру-

емых на поверхности подложек из корунда (Al_2O_3) методом гетероэпитаксии (*эпитаксия* – это процесс, используемый в микроэлектронике и состоящий в ориентированном росте одного монокристалла на поверхности другого: в случае двух разнородных веществ процесс называется *гетероэпитаксией*, а в случае двух одинаковых веществ – *автоэпитаксией*).

В легированных монокристаллических полупроводниках (кремний и германий) основным механизмом изменения сопротивления является увеличение концентрации носителей заряда. Для объяснения физики этого процесса необходимо остановиться на *зонной теории полупроводников*. Согласно этой теории электрон в полупроводнике может находиться в валентной зоне или зоне проводимости, которые разделены между собой *запрещенной зоной* – диапазоном значений энергии, недопустимых для электрона (рис. 19).



ΔE – ширина запрещенной зоны

Рис. 19. Зонная структура полупроводника

Электроны, находящиеся в *валентной зоне*, связаны атомами материала и не участвуют в процессе проводимости. Для вовлечения этих электронов в процесс проводимости должна произойти ионизация атомов материала, в результате которой электроны перейдут в *валентную зону*, что требует сообщения им дополнительной энергии, превышающей ширину ΔE запрещенной зоны. Ширина запрещенной зоны у большинства полупроводников превышает тепловую энергию kT при комнатной температуре (0,025 эВ; k – постоянная Больцмана) и поэтому переход электронов в валентную зону не может происходить под действием тепловой энергии, а происходит под действием различных видов электромагнитного излучения (оптического, рентгеновского и т.п.). На этом основано использование *собственных (беспримесных) полупроводниковых материалов* в качестве детекторов электромагнитного излучения (фотодетекторов, детекторов ионизирующих излучений и т.п.). При комнатной температуре концентрация носителей заряда в собственных полупроводниках ничтожно мала, однако она увеличивается с повышением температуры. Для повышения концентрации носителей заряда при комнатной температуре используют *легирование полупроводников* донорными и акцепторными примесями. Энергетические уровни *донорных примесей* располагаются вблизи верхней границы запрещенной зоны основного материала, благодаря чему атомы примеси могут ионизироваться под действием тепловой энергии и поставлять электроны в зону проводимости основного материала (служить донорами электронов) (рис. 20, а).

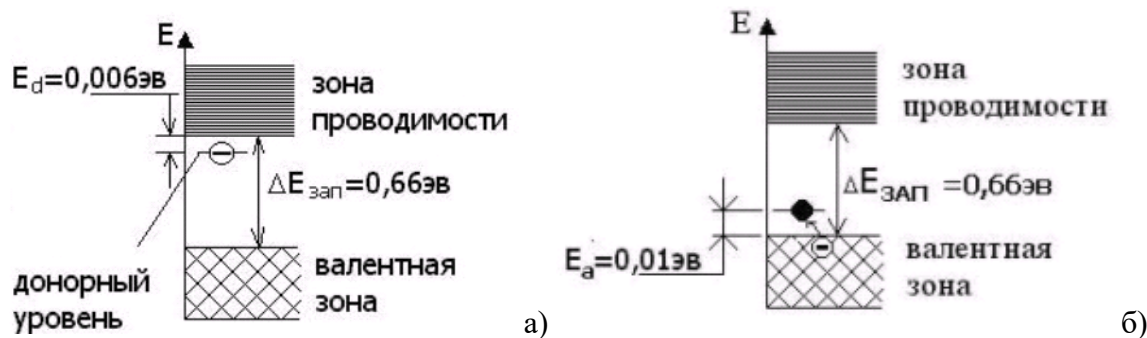


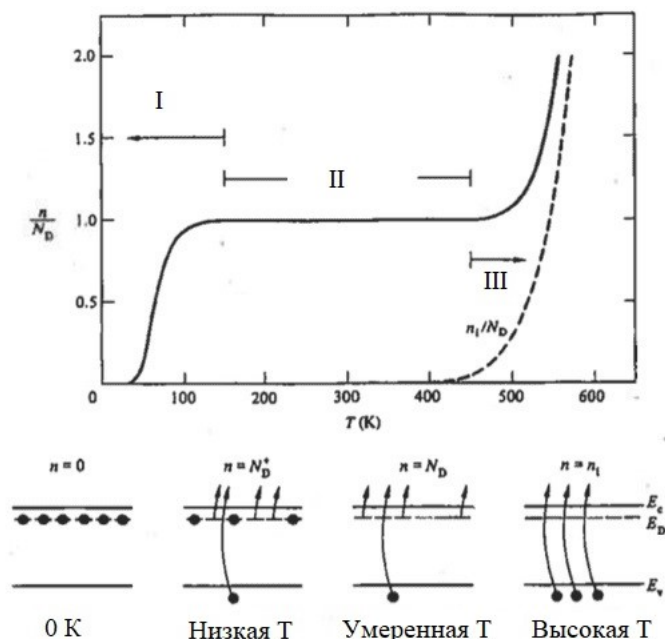
Рис. 20. Энергетические уровни донорных (а) и акцепторных (б) примесей

Энергетические уровни **акцепторных примесей** располагаются вблизи нижней границы запрещенной зоны, вследствие чего происходит ионизация атомов основного материала с переходом образовавшихся электронов к атомам примеси, которые служат приемниками (акцепторами) электронов (рис. 20, б). В итоге в полупроводнике с донорными примесями концентрация электронов проводимости оказывается значительно больше концентрации ионизированных атомов основного материала (**дырок**) и поэтому электроны считаются **основным носителем заряда**, а полупроводник называется полупроводником с **проводимостью n-типа** (от англ. negative – отрицательный; по знаку основных носителей заряда). В полупроводнике с акцепторными примесями наблюдается обратная картина, то есть основными носителями заряда являются дырки. Такой полупроводник называется полупроводником с **проводимостью p-типа** (от англ. positive – положительный). Для кремния и германия (элементов IV группы периодической системы) донорными примесями являются элементы V группы – мышьяк, сурьма и фосфор, а акцепторными примесями служат элементы III группы – бор, алюминий, галлий и индий. К IV группе также относится углерод, кристаллическая форма которого (алмаз) используется в качестве полупроводника в электронных приборах специального назначения. **Составные полупроводники типа $A^{III}B^V$** содержат в своем составе донорные элементы V группы и акцепторные элементы III группы. Например, арсенид галлия Ga_xAs_{1-x} , в составе которого преобладает галлий, будет иметь проводимость p-типа, а в случае преобладания мышьяка – проводимость n-типа. К этому типу полупроводников также относятся нитрид галлия GaN, нитрид алюминия AlN и фосфид индия InP. Также используют **составные полупроводники типа $A^{II}B^{VI}$** (селенид цинка ZnSe, сульфид кадмия CdS, теллурид кадмия CdTe) и **$A^{IV}B^{IV}$** (карбид кремния SiC).

При температурах, близких к абсолютному нулю, атомы донорных примесей в полупроводнике не ионизированы, так как тепловой энергии недостаточно для перехода электронов в валентную зону (рис. 21).

В итоге в полупроводнике отсутствует как собственная, так и примесная проводимость. С повышением температуры донорные примеси начинают ионизироваться и проводимость растет (область I «замерзания»). Это продолжается до тех пор, пока примесная проводимость не достигнет насыщения при полной ионизации всех донорных атомов. Концентрация электронов становится при этом равной концентрации N_D донорных примесей, а собственная проводимость остается пренебрежимо малой (область II примесной проводимости). При даль-

нейшем увеличении температуры тепловая энергия становится достаточной для эффективной ионизации атомов основного материала и начинает резко возрастать собственная проводимость (область III собственной проводимости; зависимость относительной концентрации n_i/N_D собственных носителей заряда от температуры изображена штриховой линией).



I – область «замерзания», II – область примесной проводимости, III – область собственной проводимости

Рис. 21. Зависимость концентрации носителей заряда в легированном полупроводнике от температуры

Недостатком легированных монокристаллических полупроводников является то, что в области I они имеют недостаточно высокий ТКС, а область III с более высоким ТКС соответствует слишком высоким температурам.

Для получения более близкой к линейной статической характеристики используют *линеаризацию NTC-термисторов*. Для этого задаются определенным температурным диапазоном $T_L \leq T \leq T_H$ со средней точкой $T_M = (T_L + T_H)/2$. Термистор подключают к источнику напряжения U последовательно с обычным резистором R , а в качестве выходного сигнала используют падение напряжения U_R на резисторе R (рис. 22):

$$U_R(T) = \frac{UR}{(R + R_T(T))},$$

где R_T – сопротивление термистора.

Очевидно, что в этом случае напряжение U_R будет расти с увеличением температуры, что является более рациональным с точки зрения обработки и интерпретации сигнала по сравнению с использованием сопротивления R_T , убывающего с ростом температуры. Степень отклонения зависимости $U_R(T)$ от линейности будет зависеть от выбора величины R . Согласно одной из существующих методик величину R выбирают таким образом, чтобы выполнялось условие

$$U_R(T_H) - U_R(T_M) = U_R(T_M) - U_R(T_L).$$

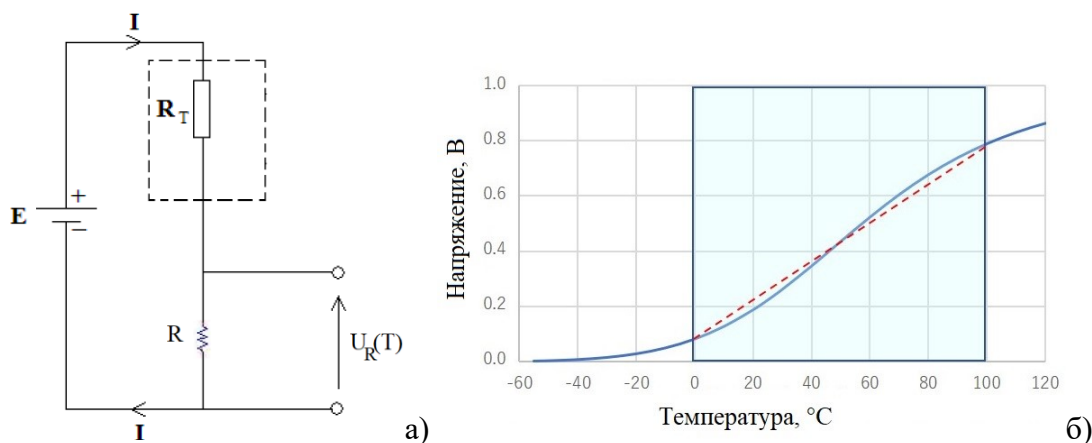


Рис. 22. Схема линейризации NTC-термистора (а) и ее статическая характеристика (б)

Термисторы с положительным ТКС называют **позисторами** или **PTC-термисторами** (от англ. positive temperature coefficient – положительный температурный коэффициент). В качестве материалов в них используют полупроводниковую керамику на основе легированных сегнетоэлектриков со структурой типа **перовскита** (природный минерал CaTiO_3):

СТ5 – позисторы на основе титаната бария BaTiO_3 , легированного германием;

СТ6 – позисторы на основе твердых растворов титаната-станната бария $\text{BaTiO}_3\text{-BaSnO}_3$;

СТ10 – позисторы на основе твердых растворов титаната бария-стронция $(\text{Ba, Sr})\text{TiO}_3$;

СТ11 – позисторы на основе твердых растворов титаната-станната бария-стронция $(\text{Ba, Sr})(\text{Ti, Sn})\text{O}_3$, легированных церием.

Сегнетоэлектриками называют материалы, обладающие самопроизвольной (спонтанной) электрической поляризацией, величина и направление которой могут быть изменены посредством внешнего электрического поля. Типичным представителем сегнетоэлектриков является **сегнетова соль**, названная по имени французского аптекаря Пьера Сеньета (Pierre Seignette) и представляющая собой двойную гидратированную соль винной кислоты – тетрагидрат тартрата калия-натрия $\text{KNaC}_4\text{H}_4\text{O}_6 \cdot 4\text{H}_2\text{O}$. Сегнетоэлектрики обладают **пирозлектрическими** и **пьезоэлектрическими** свойствами, то есть способностью к генерации электрического заряда при изменении температуры и напряженного состояния. Электрические свойства сегнетоэлектриков схожи с магнитными свойствами ферромагнетиков, в связи с чем в зарубежной литературе сегнетоэлектрики называют **ферроэлектриками**.

Чистый титанат бария является диэлектриком, однако легирование может придавать ему полупроводниковые свойства. В случае легирования трехвалентными донорными примесями (La^{3+} , Sb^{3+} , Y^{3+}), замещающими двухвалентный барий, или пятивалентными донорными примесями (Sb^{5+} , Nb^{5+} , Ta^{5+}), замещающими четырехвалентный титан, получается проводимость n-типа.

Позисторы обладают значительным по величине положительным ТКС в узком диапазоне изменения температур (рис. 23).

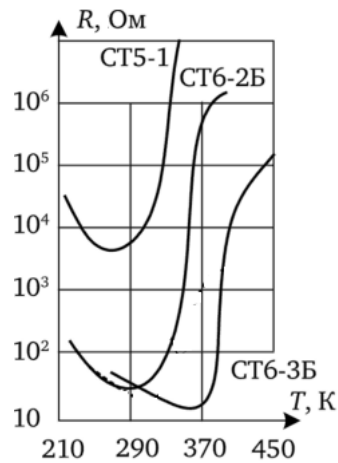


Рис. 23. Статические характеристики позисторов

Резкое изменение проводимости происходит в *точке Кюри*, то есть при температуре фазового перехода из сегнетоэлектрической тетрагональной фазы в параэлектрическую кубическую фазу, сопровождающегося утратой пьезоэлектрических и пироэлектрических свойств.

Позисторы могут использоваться для защиты от перегрузки по току. Например, когда электропривод пытается повернуть заблокированное боковое зеркало автомобиля, ток в обмотке электропривода резко возрастает, что может привести к выходу привода из строя. Чтобы избежать этого, в обмотку питания привода включают позистор: при увеличении тока в обмотке сопротивление позистора возрастает, что ограничивает дальнейший рост тока.

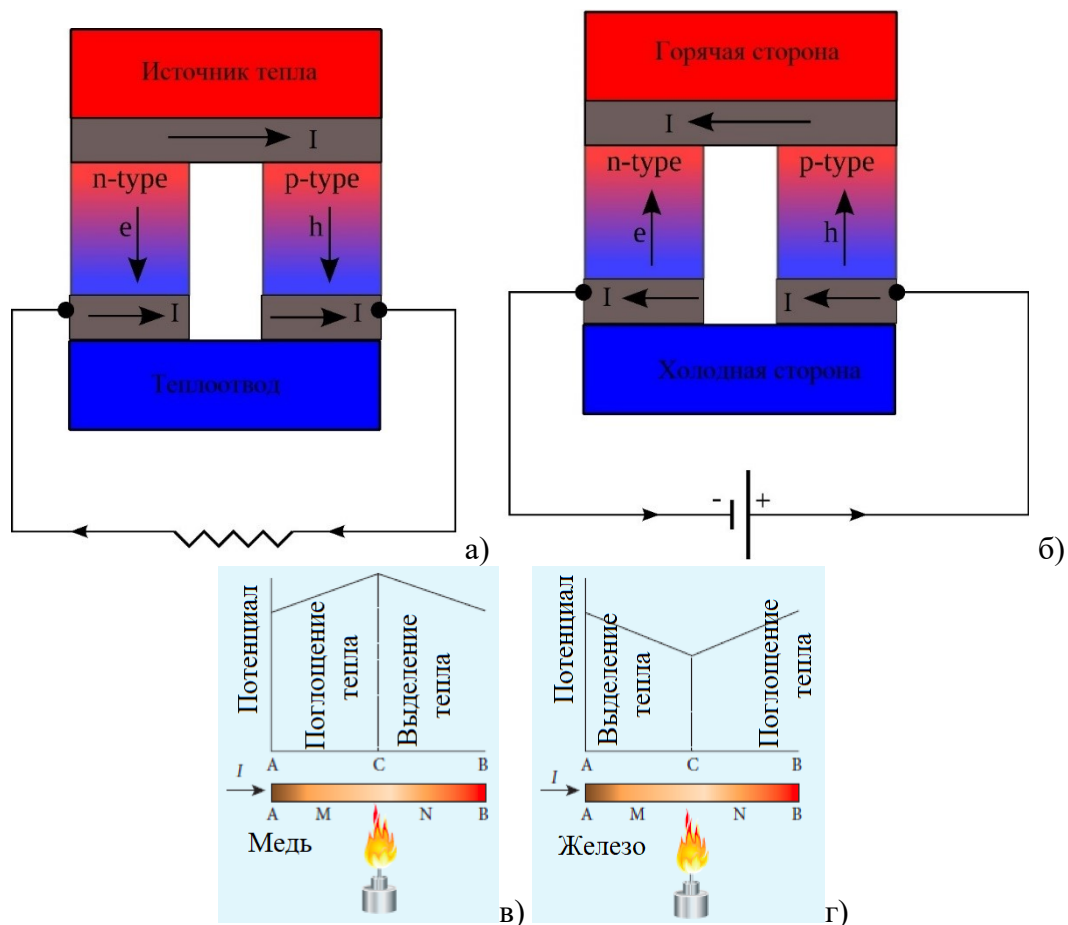
2.4 Преобразователи на основе эффекта Зеебека

Термопары являются генераторными ПП температуры и основаны на *эффекте Зеебека*, который состоит в возникновении разности потенциалов (*термоЭДС*) на концах проводника при наличии в нем градиента температуры. На практике обычно используется эффект Зеебека не в однородном проводнике, а в паре соединенных между собой разнородных проводников или полупроводников, называемой термопарой. Термопара состоит из так называемого *горячего спая*, представляющего собой соединение проводников между собой (прямое или посредством промежуточного проводника), и *холодного спая*, представляющего собой соединение термопары с проводниками внешней электрической цепи (рис. 24, а).

При включении термопары в замкнутую электрическую цепь в цепи появляется электрический ток. Термопары могут использоваться как ПП температуры либо как преобразователи тепловой энергии в электрическую (*термоэлектрические генераторы*). На рис. 24, а показано применение полупроводниковой термопары в качестве термоэлектрического генератора: полезная электрическая мощность выделяется на нагрузке, схематично изображенной в виде резистора. В технических системах, требующих длительной автономной работы, например, в космических аппаратах, в качестве источников питания могут использоваться *радиоизотопные термоэлектрические генераторы*, в которых тепловая энергия, необходимая для работы термоэлектрического генератора,

выделяется в результате распада радиоактивного изотопа. Подобные источники питания использовались в первых имплантируемых кардиостимуляторах.

Эффект Зеебека относится к *термоэлектрическим эффектам*, также включающим в себя эффекты Пельтье, Томсона и Джоуля. *Эффект Пельтье* (рис. 24, б) состоит в генерации тепла в одном из спаев термопары и его поглощении в другом спае при пропускании через термопару электрического тока. Эффект Пельтье используется в миниатюрных термоэлектрических холодильниках, например, для охлаждения ПЗС-матриц чувствительных к тепловым шумам оптических приборов (*ПЗС (прибор с зарядовой связью)* – один из типов сенсоров, применяемых в цифровых фотокамерах). *Эффект Томсона* (рис. 24, в-г) состоит в генерации или поглощении тепла в однородном проводнике, в котором создан градиент температуры, при протекании через него тока: количество теплоты, выделяющееся или поглощающееся в результате этого эффекта, складывается (с учетом знака) с количеством теплоты, выделяющимся в результате теплового действия тока (*эффекта Джоуля*). В материалах с *положительным эффектом Томсона* (рис. 24, в), например, в меди, протекание тока в направлении градиента температуры приводит к поглощению тепла, а в материалах с *отрицательным эффектом Томсона* (рис. 24, г), например, в железе, ведет к выделению тепла. Эффект Томсона позволяет создавать термоэлектрические холодильники без использования спаев разнородных материалов.



I – направление тока; e – движение электронов; h – движение дырок

Рис. 24. Термоэлектрические эффекты:

а) Зеебека; б) Пельтье; в) положительный эффект Томсона; г) отрицательный эффект Томсона

Количественно эффект Зеебека описывается уравнением

$$\nabla\varphi = -S\nabla T,$$

где $\nabla\varphi$ – градиент электрического потенциала (в одномерном случае представляет собой вектор, направленный в сторону увеличения потенциала и имеющий модуль, равный скорости $d\varphi/dx$ изменения потенциала), S – коэффициент Зеебека, ∇T – градиент температуры.

Коэффициент Зеебека зависит от материала проводника и температуры.

В одномерном случае уравнение принимает вид

$$\frac{d\varphi}{dx} = -S \cdot \frac{dT}{dx},$$

откуда путем интегрирования по длине L проводника можно получить выражение

$$\varphi(L) - \varphi(0) = - \int_{T(0)}^{T(L)} S(T) dT.$$

Для многих металлов в достаточно широком диапазоне изменения температур зависимостью коэффициента Зеебека от температуры может считаться линейной, то есть $S(T) = S(T(0)) \left(1 + k \cdot (T - T(0)) \right)$, и можно приближенно записать

$$\varphi(L) - \varphi(0) \approx -S(T(0))(T(L) - T(0)) - 0.5 \cdot kS(T(0))(T(L) - T(0))^2.$$

Таким образом, в первом приближении термоЭДС описывается квадратичной функцией разности температур концов проводника. Для металлов с более сложной зависимостью коэффициента Зеебека от температуры может дополнительно учитываться кубическое слагаемое. В случае положительного коэффициента Зеебека на конце проводника с более высокой температурой формируется более низкий потенциал, то есть градиент потенциала направлен против градиента температуры. Проводники могут иметь как положительный, так и отрицательный коэффициент Зеебека (рис. 25).

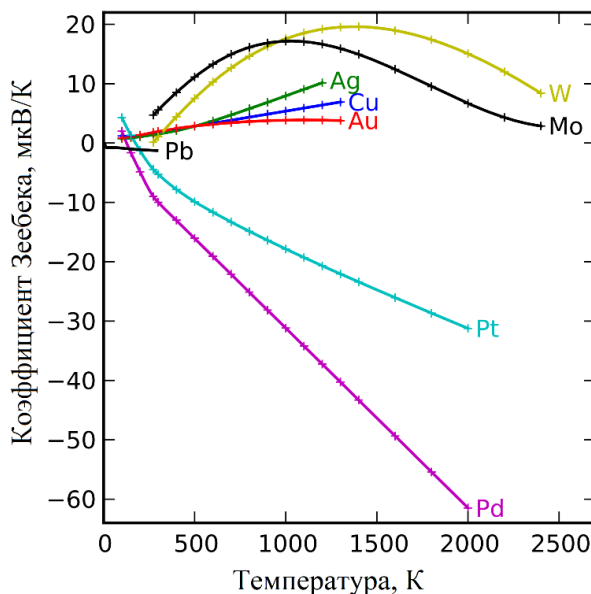


Рис. 25. Зависимость коэффициента Зеебека от температуры для различных металлов

В полупроводниках с проводимостью р-типа коэффициент Зеебека положителен, а в полупроводниках с проводимостью n-типа – отрицателен.

Эффект Пельтье описывается уравнением

$$\frac{dQ}{dt} = (\Pi_A - \Pi_B)I,$$

где Q – количество тепла, выделяющегося или поглощаемого в спае; Π_A и Π_B – **коэффициенты Пельтье** материалов спая А и В; I – сила тока, протекающего от материала А к материалу В.

Для эффекта Томсона выполняется уравнение

$$\frac{dq}{dt} = -\tau \mathbf{J} \cdot \nabla T,$$

где q – количество тепла, выделяющегося или поглощаемого в единице объема проводника; τ – **коэффициент Томсона**; $\mathbf{J} \cdot \nabla T$ – скалярное произведение вектора плотности тока на градиент температуры.

Коэффициенты Зеебека, Пельтье и Томсона связаны между собой **соотношениями Томсона**

$$\tau = \frac{d\Pi}{dT} - S,$$

$$\Pi = TS,$$

из которых вытекает

$$\tau = T \cdot \frac{dS}{dT}.$$

Практическое применение эффекта Томсона долгое время было ограничено тем фактом, что большинство известных материалов обладают очень малым коэффициентом Томсона, в результате чего поглощение тепловой энергии проводником оказывается меньше, чем ее выделение в результате эффекта Джоуля. Однако в настоящее время изобретены материалы, обладающие достаточно высоким коэффициентом Томсона. Например, сплав Fe₄₉Rh_{50,8}Ni_{0,2} демонстрирует фазовый переход «антиферромагнетик-ферромагнетик» при температуре около 310 К при нагревании. Этот фазовый переход сопровождается резким изменением коэффициента Зеебека, что позволяет получить значительный по величине коэффициент Томсона.

Типовая схема включения термопары представлена на рис. 26.

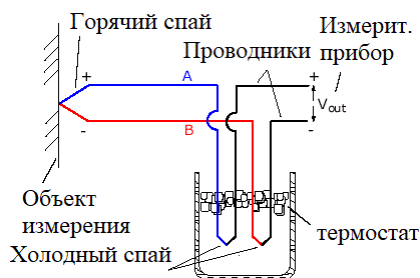


Рис. 26. Схема включения термопары

Холодный спай помещается в термостат, например, в сосуд с тающим льдом, где поддерживается постоянная температура T_{ref} . Если горячий спай

имеет температуру T , а измерительный прибор находится при температуре T_0 , то суммарная термоЭДС в цепи будет определяться выражением

$$V_{out} = - \left(\int_{T_0}^{T_{ref}} S_{np}(T) dT + \int_{T_{ref}}^T S_B(T) dT + \int_T^{T_{ref}} S_A(T) dT + \int_{T_{ref}}^{T_0} S_{np}(T) dT \right) = \int_{T_{ref}}^T (S_A(T) - S_B(T)) dT,$$

то есть будет зависеть от разности коэффициентов Зеебека металлов А и В, образующих термопару, и не будет зависеть от коэффициента Зеебека S_{np} соединительных проводов и температуры T_0 измерительного прибора.

Примеры сочетаний материалов, используемых в термопарах, и условные обозначения термопар приведены в таблице 1.

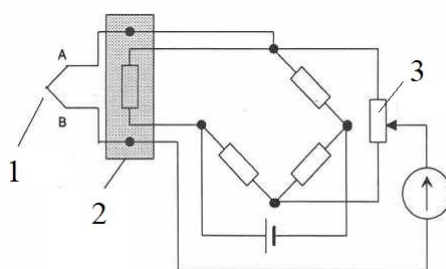
В скобках указаны значения температуры, допустимые при кратковременном воздействии. В таблицу не включены термопары, требующие индивидуальной калибровки, например, вольфрам-молибденовая.

Таблица 1 – Материалы и обозначения термопар

Материалы термоэлектродов		Обозначение	Рабочий диапазон температур, °С
Положительного	Отрицательного		
Платинородий (10 % Rh)	Платина	ТПП (S)	0..1300 (1600)
Платинородий (13 % Rh)	Платина	ТПП (R)	0..1300 (1600)
Платинородий (30 % Rh)	Платинородий (6 % Rh)	ТПР (В)	600..1700
Хромель (89..91 % Ni + 8,7..10 % Cr)	Копель (43..44 % Ni + 2..3 % Fe + 0,5 % Mn + ост. Cu)	ТХК (L)	-200..700 (900)
Хромель	Алюмель (93..96 % Ni + 1,8..2,5 Al + 1,8..2,2 Mn + 0,8..1,2 Si)	ТХА (K)	-200..1200 (1300)
Железо	Константан	ТЖК (J)	-200..750 (900)
Вольфрам-рений (5 % Re)	Вольфрам-рений (20 % Re)	ТВР (А)	0..2200 (2500)

Калибровка термопар производится при условии $T_{ref} = 0$ °С, однако в процессе реальных измерений поддержание нулевой температуры холодного спая в большинстве случаев является непрактичным. Для использования стандартной калибровки при $T_{ref} \neq 0$ °С применяется процедура **компенсации холодного спая**, которая состоит в добавлении или вычитании компенсирующего напряжения из термоЭДС. Величина компенсирующего напряжения должна быть такой, чтобы результирующее напряжение соответствовало термоЭДС при $T_{ref} = 0$ °С. При использовании компенсации также не требуется поддержание строго постоянной температуры холодного спая, то есть он может находиться, например, при подверженной колебаниям комнатной температуре. В основе компенсации лежит использование дополнительного преобразователя температуры, контролирующего температуру холодного спая. В качестве такого преобразова-

теля может использоваться терморезистор, включенный в мост постоянного тока (рис. 27).



1 – горячий спай, 2 – холодный спай и терморезистор, 3 – делитель напряжения
Рис. 27. Компенсация холодного спая термопары с помощью мостовой схемы

При изменении температуры холодного спая происходит изменение величины термоЭДС, однако оно компенсируется противоположным по знаку изменением выходного напряжения моста, вызванным изменением сопротивления терморезистора. Так как типичная чувствительность термопары составляет порядка мкВ/К, а типичная чувствительность мостовой схемы – порядка мВ/К, то перед сложением с термоЭДС выходное напряжение моста масштабируется с помощью делителя напряжения.

Конструктивно промышленные термопары могут оформляться в соответствии с рис. 11, то есть помещаться в защитный чехол, как и терморезисторы.

2.5 Пироэлектрические преобразователи и бесконтактные преобразователи температуры

В пироэлектрических преобразователях используется *пироэлектрический эффект* (от греч. πῦρ – огонь), состоящий в генерации некоторыми материалами временного напряжения при изменении температуры. Пироэлектрические преобразователи обычно используются для бесконтактного измерения температуры путем регистрации инфракрасного излучения, испускаемого нагретыми телами. Приборы для дистанционного измерения температуры по параметрам теплового оптического излучения называют *пирометрами*. Если после нагрева объекта измерения его температура остается постоянной, выходное напряжение пироэлектрического преобразователя постепенно снижается до нуля (именно поэтому в определении пироэлектрического эффекта идет речь о временном напряжении) (рис. 28).

Это объясняется тем, что пироэлектрический материал не является идеальным изолятором, а обладает незначительной по величине проводимостью. Преобразователь с нанесенными на него электродами может рассматриваться как конденсатор, который заряжается при воздействии на него светового излучения. Из-за наличия у материала проводимости в нем возникает *ток утечки*, приводящий к постепенной разрядке конденсатора, происходящей даже при отсутствии его включения в замкнутую измерительную цепь. При наличии включения в измерительную цепь скорость разрядки увеличивается, особенно в случае использования измерительных приборов с малым входным сопротивлением, так как образовавшиеся на электродах преобразователя заряды получают возмож-

ность стекания через измерительную цепь. На рис. 29 представлена эквивалентная электрическая схема пироэлектрического ПП.

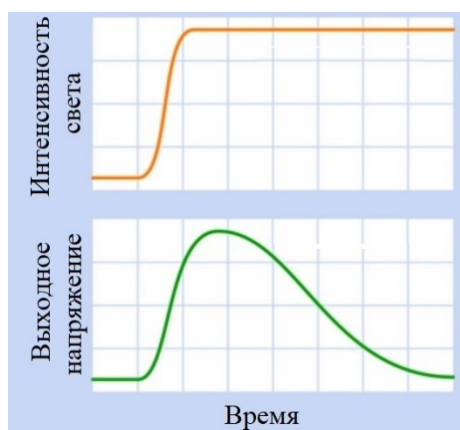


Рис. 28. Изменение сигнала пироэлектрического преобразователя в зависимости от времени

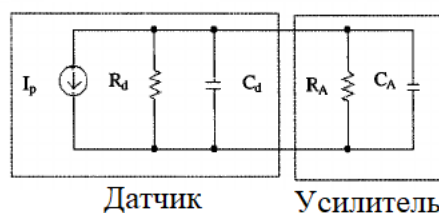


Рис. 29. Эквивалентная схема пироэлектрического преобразователя

Преобразователь представляется в виде параллельного соединения источника тока, емкости C_d и активного сопротивления R_d . В случае идеального изолятора $R_d \rightarrow \infty$ и ток утечки отсутствует. У реального материала R_d принимает большое по величине (порядка ГОм) конечное значение и через резистор R_d эквивалентной схемы протекает слабый ток утечки. При токовом возбуждении параллельная RC -цепочка представляет собой фильтр верхних частот, ослабляющий сигналы с частотами меньше частоты среза $f_{cp} = 1/(2\pi \cdot R_d C_d)$. Поэтому, если не предпринимать специальные меры, пироэлектрические преобразователи не подходят для измерения постоянных по величине или медленно изменяющихся воздействий. Если внутреннее сопротивление R_A усилителя меньше сопротивления R_d , общее сопротивление $R_{эКВ} = R_A R_d / (R_A + R_d)$ оказывается меньше, чем R_A , что приводит к увеличению частоты среза.

Пироэлектрический эффект наблюдается во всех сегнетоэлектриках, а также в полярных кристаллах, не обладающих сегнетоэлектрическими свойствами. Все пироэлектрики обладают пьезоэлектрическими свойствами, однако не все пьезоэлектрики являются пироэлектриками: из 32 существующих классов симметрии кристаллов пьезоэлектрический эффект может наблюдаться в 20 классах (это все классы с нецентросимметричными ячейками за исключением класса пентагонтриоктаэдра 432), а пироэлектрический эффект – только в 10 классах (полярных кристаллах). Отношения между перечисленными классами диэлектрических материалов наглядно иллюстрируются рис. 30.

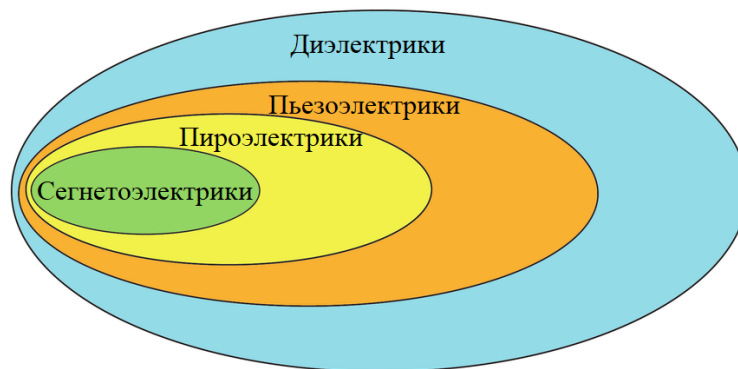


Рис. 30. Отношения между различными классами диэлектриков

Все пироэлектрики обладают спонтанной поляризацией, однако ее направление может быть изменено посредством внешнего электрического поля только для сегнетоэлектриков. Способность сегнетоэлектриков к изменению направления поляризации (переключению) объясняется наличием у них **доменной структуры**. Под **доменом** понимают макроскопическую область в кристалле, в пределах которой все элементарные ячейки сегнетоэлектрика поляризованы одинаковым образом. Границы доменов (**доменные стенки**) могут быть 180-градусными и 90-градусными (рис. 31).

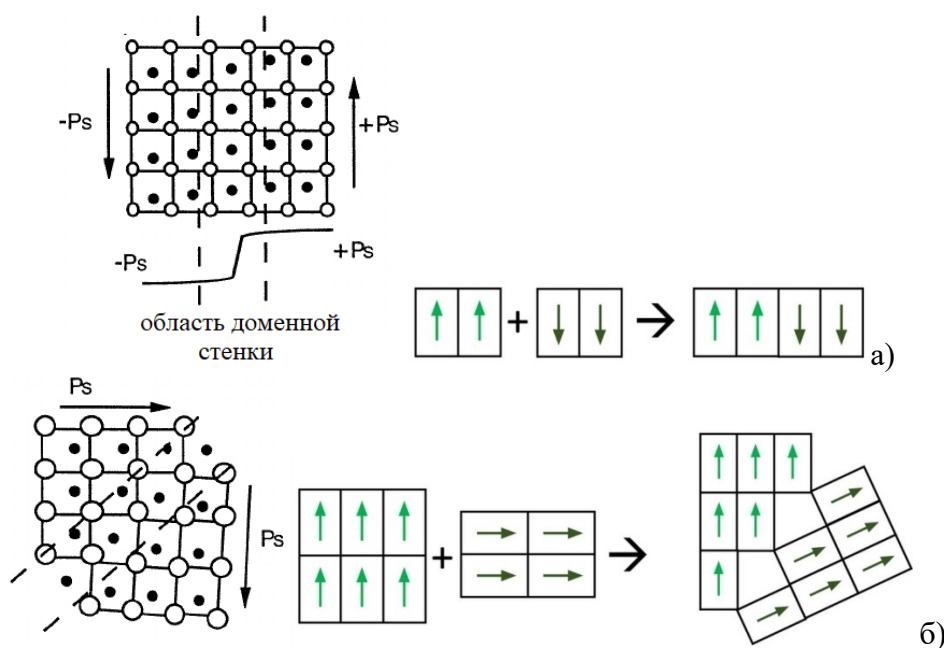


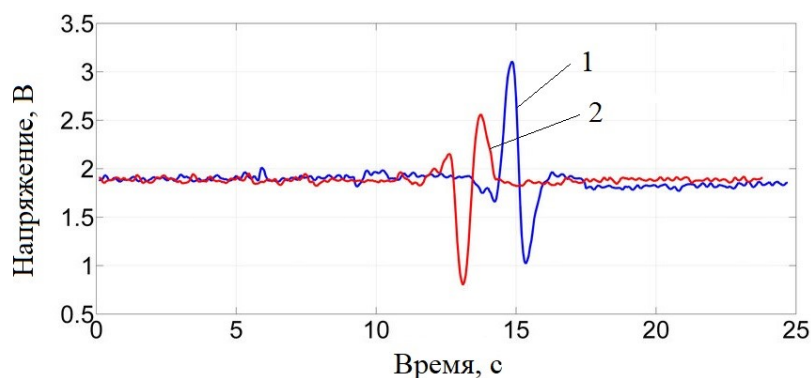
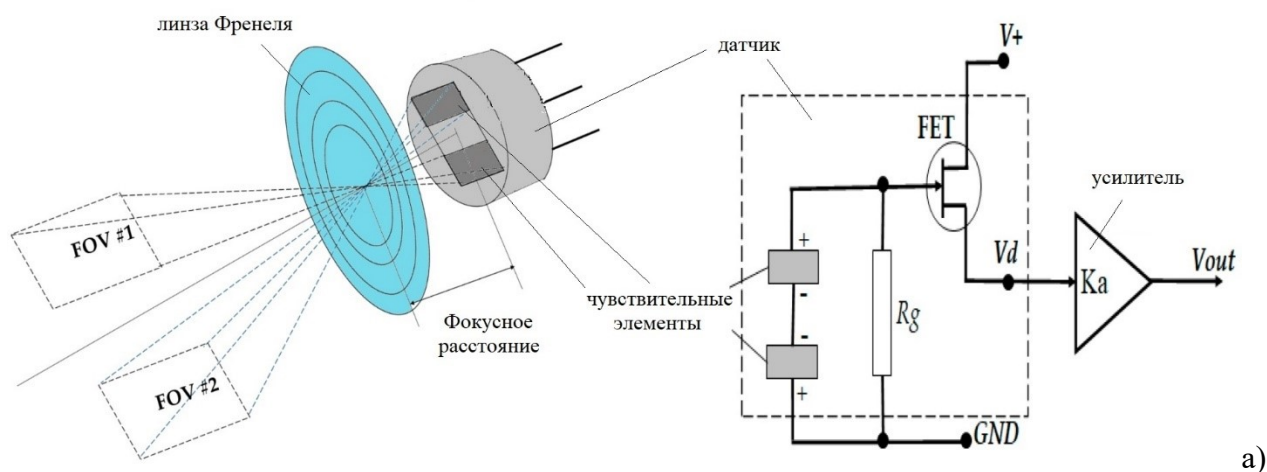
Рис. 31. Виды доменных стенок:
а) 180-градусные; б) 90-градусные

Для **180-градусных доменных стенок** характерно изменение направления поляризации граничащих по ним доменов на 180° друг по отношению к другу (рис. 31, а), а для **90-градусных доменных стенок** – на угол, близкий к 90° (рис. 31, б). С точки зрения кристаллографии формирование доменов может быть описано как двойникование, то есть как закономерное срастание кристаллических индивидов с различной ориентацией элементарных ячеек. Переключение сегнетоэлектрика представляет собой сложный процесс, сопровождающийся вызванными действием электрического поля движением доменных стенок и процессами объединения и распада доменов.

Примером природных кристаллов, обладающих пьезоэлектрическим эффектом, являются кристаллы минералов группы турмалина. Примерами промышленно используемых пьезоэлектриков являются цирконат-титанат свинца $PbTiO_3$ и танталат лития $LiTaO_3$ (сегнетоэлектрики со структурой типа перовскита), а также DLaTGS (дейтеризованный триглицинсульфат, легированный L-аланином; сегнетоэлектрические кристаллы триглицинсульфата, в котором обычный водород замещен тяжелым водородом 2_1H – дейтерием, легированные аминокислотой L-аланином).

Типичным применением пьезоэлектриков являются датчики движения, используемые в системах безопасности и в системах автоматического включения освещения (рис. 32).

Датчик имеет оптический фильтр, пропускающий инфракрасное излучение с длинами волн в диапазоне 5..15 мкм (максимум излучения человеческого тела приходится на длину волны примерно 10 мкм). Инфракрасное излучение фокусируется на чувствительных элементах датчика с помощью **линзы Френеля** (тонкая линза, состоящая из концентрических кольцевых зон и заменяющая обычную линзу) или параболического зеркала.



1 – движение слева направо, 2 – движение справа налево

Рис. 32. Пьезоэлектрический датчик движения:

а) схема конструкции; б) форма сигнала, возникающего при срабатывании

Обычно используют два чувствительных элемента, включенных по дифференциальной схеме. Это позволяет исключить ложные срабатывания, связанные с изменением температуры неподвижных объектов: при наличии движения формируется сигнал характерной биполярной формы (рис. 32, б), так как дви-

жущийся объект вначале попадает в поле зрения FOV#1, что приводит к формированию сигнала на одном из чувствительных элементов, а затем в поле зрения FOV#2, что приводит к формированию сигнала противоположной полярности на другом чувствительном элементе. В качестве предварительного усилителя используется *полевой транзистор (FET)*, обладающий высоким (порядка 100 МОм) сопротивлением между *затвором* (управляющим электродом, связанным с чувствительными элементами) и *стоком* (выходным электродом, связанным с усилителем), что позволяет минимизировать ток утечки пироэлектрического преобразователя.

Пироэлектрические ПП также используются для измерения энергии лазерных импульсов. В этом случае на чувствительный элемент наносится поглощающее покрытие, в котором энергия лазерного излучения преобразуется в тепловую форму.

Для измерения постоянной или медленно изменяющейся температуры с помощью пироэлектрических ПП необходима модуляция попадающего на преобразователь светового потока с помощью затвора или вращающегося дискового модулятора с прорезями. Прием *механической модуляции* измеряемой величины может использоваться для любых ПП, обладающих свойствами фильтра верхних частот, например, для пьезоэлектрических и индукционных преобразователей. Например, в индукционном преобразователе ЭДС E , индуцируемая в катушке, определяется скоростью изменения магнитного потока Φ , то есть $E = -d\Phi/dt$. Поэтому индукционный преобразователь нечувствителен к постоянным магнитным полям. При создании движения катушки относительно неоднородного поля (создании механической модуляции) катушка будет воспринимать поле как переменное и будет генерировать ЭДС. Периодическая модуляция также полезна для выделения сигнала на фоне шумов: если частота полезного сигнала (в рассматриваемом случае это частота модуляции) является известной величиной, то такой сигнал может быть выделен на фоне шумов с помощью *синхронного детектора*.

Измерение параметров теплового оптического излучения нагретых тел также может производиться с помощью *болометров* – терморезистивных преобразователей, изменяющих свое электрическое сопротивление в результате поглощения электромагнитного излучения и его преобразования в тепловую форму. Болометры также используются для контроля характеристик лазерного излучения, СВЧ-излучения и других видов электромагнитных излучений. В большинстве современных болометров используются полупроводниковые или сверхпроводящие чувствительные элементы. Тепловая изоляция чувствительного элемента от подложки обеспечивается за счет вакуумного зазора между ними и установки чувствительного элемента на подвесе в виде узких балок (тепловое сопротивление, как и электрическое сопротивление, обратно пропорционально площади поперечного сечения проводника) (рис. 33).

Наиболее популярными материалами чувствительного элемента являются оксид ванадия и аморфный кремний.

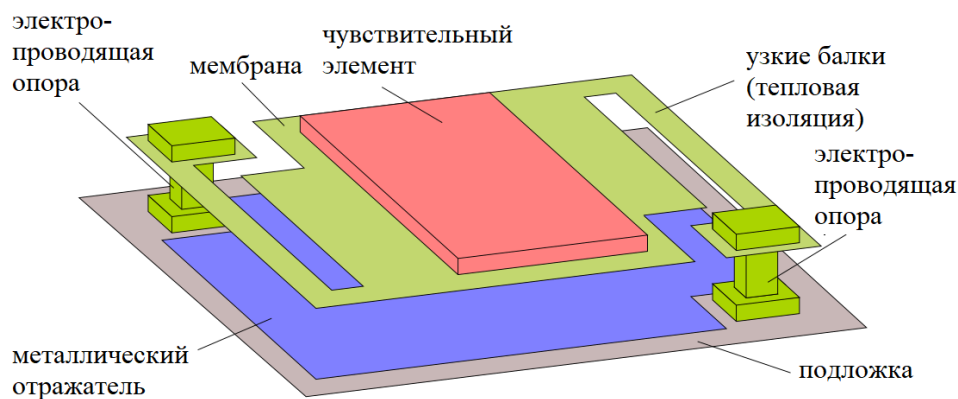


Рис. 33. Схема конструкции микроболометра

Используются также приемники теплового оптического излучения на основе миниатюрных *термопар* – нескольких последовательно соединенных между собой термопар. Горячие спаи термопар крепятся к поглотителю, преобразующему энергию излучения в тепловую форму, а холодные спаи – к кремниевой подложке, термически изолированной от поглотителя (рис. 34).

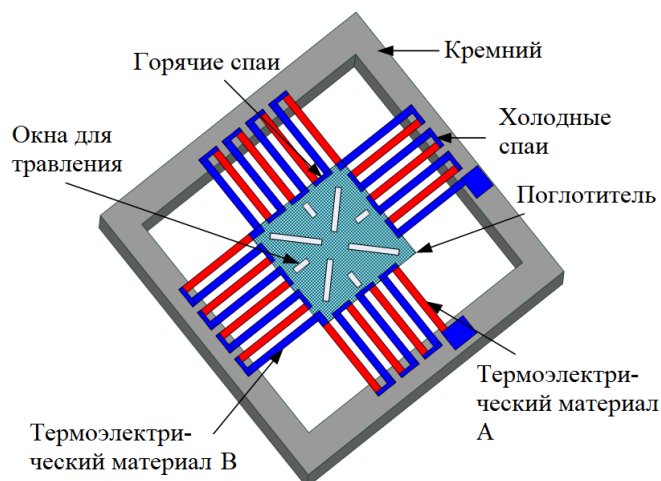


Рис. 34. Схема конструкции термопары датчика инфракрасного излучения

В микротермопареях используются следующие комбинации материалов: висмут-сурьма, Si/Au, Si/Al, n-Si/p-Si. Висмут дает наибольший по абсолютной величине отрицательный коэффициент Зеебека (-72 мкВ/К по отношению к платине) и поэтому дает высокую термоЭДС в сочетании с материалами, имеющими значительный по величине положительный коэффициент Зеебека, в частности, с сурьмой, имеющей коэффициент Зеебека 47 мкВ/К по отношению к платине. Висмут и сурьма использовались в оригинальном эксперименте Зеебека, в результате которого был обнаружен термоэлектрический эффект, однако в классических контактных термопарах это сочетание материалов не применяется. Кремний с проводимостью p-типа имеет положительный коэффициент Зеебека, а кремний с проводимостью n-типа – отрицательный. Значение коэффициента Зеебека зависит от степени легирования и может достигать порядка 1 мВ/К . Таким образом, комбинация n-Si/p-Si дает значительную по величине термоЭДС. Комбинации Si/Al и Si/Au используются по технологическим причинам: они позволяют изготавливать датчик с помощью технологии *КМОП*

(комплементарная структура типа «металл-оксид-полупроводник»), используемой в производстве интегральных микросхем. Возможно также применение полупроводниковых соединений типа твердых растворов $(\text{Bi}, \text{Sb})_2(\text{Te}, \text{Se})_3$, например, в комбинации $n\text{-Bi}_2\text{Te}_3/p\text{-Sb}_2\text{Te}_3$. Материалы этой группы при комнатной температуре обладают одним из лучших значений показателя эффективности $TS^2\sigma/\kappa$, где T – температура, S – коэффициент Зеебека, σ – удельная электрическая проводимость, κ – коэффициент теплопроводности (удельная теплопроводность).

3. Первичные преобразователи сил и давления

3.1 Преобразователи на основе пьезоэлектрического эффекта

Прямой пьезоэлектрический эффект (от греч. πῆζω – давлю, сжимаю) состоит в генерации электрического напряжения некоторыми материалами при их деформации. Прямой пьезоэлектрический эффект используется в ПП давления и датчиках звуковых и ультразвуковых волн (акустического давления). **Обратный пьезоэлектрический эффект** состоит в деформации пьезоэлектрических материалов под действием приложенного к ним электрического напряжения. Этот эффект используется в генераторах звуковых и ультразвуковых волн, приводах (**актюаторах**) для создания малых перемещений, силовых приводах и ультразвуковых двигателях. Например, жесткие компьютерные диски могут иметь пьезоэлектрические актюаторы для коррекции радиального положения считывающей головки, а ультразвуковые двигатели используются для автофокусировки в фотографических объективах.

Количественно прямой пьезоэлектрический эффект описывается уравнением

$$P_k = \sum_{i=1}^6 d_{ki} \sigma_i,$$

где P_k – составляющая **вектора плотности поляризации** (обычно называемого просто **вектором поляризации**) в направлении координатной оси с индексом k ($k = 1$ соответствует оси x , $k = 2$ – оси y , $k = 3$ – оси z ; рис. 35, а); σ_i – составляющая **тензора механических напряжений** в направлении оси i (значения от 1 до 3 соответствуют линейным осям, а значения от 4 до 6 – поворотным осям, то есть индексы от 1 до 3 используются для описания напряжений растяжения-сжатия, а индексы от 4 до 6 – для описания сдвиговых напряжений); d_{ki} – компонента **тензора пьезоэлектрических постоянных**, описывающая вклад i -й составляющей тензора напряжений в k -ю составляющую вектора поляризации.

Тензорные величины представляют собой многокомпонентные величины, значения компонент которых зависят от выбора координатной системы. Обычно они представляются с помощью матриц и используются для описания зависимости физических свойств анизотропных сред от направления. Тензоры являются обобщением векторных величин, которые также являются многокомпонентными и имеют компоненты, зависящие от выбора координатной системы.

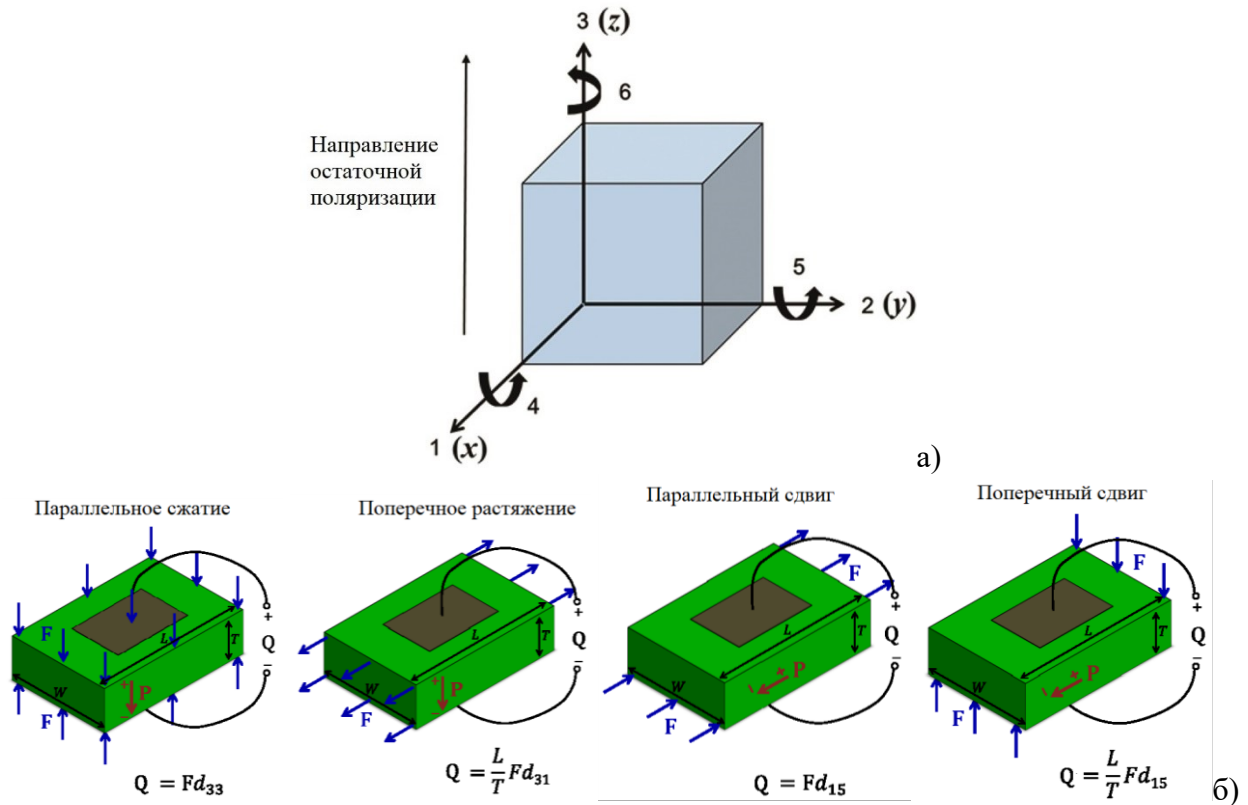


Рис. 35. Схема, поясняющая основные соотношения пьезоэлектрического эффекта: а) схема индексирования координатных осей; б) схемы расчета для одноосных деформаций

Если вектор остаточной поляризации пьезоэлемента направлен вдоль оси z , то заряд Q , образующийся на перпендикулярных этой оси электродах под действием силы F , направленной вдоль оси z , будет определяться формулой (рис. 35, б)

$$Q = d_{33}F,$$

которая вытекает из общего уравнения пьезоэлектрического эффекта, если учесть, что в рассматриваемом случае $\sigma_3 = F/LW$, $P_3 = Q/LW$, где L и W – длина и ширина пьезоэлемента.

В случае силы, действующей вдоль оси x , из соотношений

$$\sigma_1 = \frac{F}{WT}, \quad P_3 = \frac{Q}{LW}$$

и общего уравнения пьезоэлектрического эффекта вытекает формула

$$Q = d_{31} \frac{LF}{T},$$

где T – толщина пьезоэлемента.

При расчете заряда, возникающего под действием сдвиговых деформаций, используется пьезоэлектрическая постоянная d_{15} .

Как отмечалось ранее, из 32 существующих классов симметрии кристаллов пьезоэлектрический эффект может наблюдаться в 20 классах (все классы с нецентросимметричными элементарными ячейками кроме класса пентагонтриоктаэдра). Пьезоэлектрический эффект наблюдается во всех сегнетоэлектриках, а также в нецентросимметричных кристаллах, не обладающих сегнетоэлектрическими свойствами. Примером природных кристаллов, обладающих пьезоэлектрическими свойствами, является *кварц*. Пьезоэлектрические свойства кварца используются в *кварцевых резонаторах*, используемых для генерации электри-

ческих колебаний со стабильной частотой. Например, в кварцевых часах используется резонатор с рабочей частотой 32768 Гц, а в микроконтроллерах – с частотой 4..40 МГц. Кристаллы кварца для резонаторов в настоящее время выращиваются гидротермальным методом, так как синтетические кристаллы содержат меньше дефектов по сравнению с природными. В промышленных датчиках давления в качестве чувствительных элементов используют монокристаллы кварца и материалов со структурой типа *галлогерманата кальция* $\text{Ca}_3\text{Ga}_2\text{Ge}_4\text{O}_{14}$, выпускаемых под торговой маркой PiezoStar. Кварц имеет более высокую прочность и более низкую стоимость, однако подвергается фазовому переходу при температуре 573 °С, что не позволяет изготавливать из него датчики давления, работающие при высоких температурах. Кристаллы со структурой типа галлогерманата кальция имеют в 5 раз более высокую чувствительность по сравнению с кварцем и не подвергаются фазовому переходу вплоть до температуры плавления (свыше 1300 °С). В высокотемпературных датчиках давления также используют монокристаллы *ортофосфата галлия* GaPO_4 . Перечисленные материалы не обладают пьезоэлектрическими свойствами, что важно при измерении давления в условиях быстрого изменения температуры, например, в двигателях внутреннего сгорания: при наличии у материала пьезоэлектрических свойств выходной сигнал преобразователя будет содержать паразитную составляющую, связанную с изменением температуры.

Для сегнетоэлектрических преобразователей давления важную роль играет *направление остаточной поляризации*. Определенное направление поляризации создается при производстве пьезоэлементов за счет приложения к материалу сильного электрического поля, способствующего ориентации векторов поляризации доменов, вблизи температуры, близкой к точке Кюри, с последующим медленным охлаждением материала в присутствии поля. Аналогичным образом производятся постоянные магниты. Для достижения максимальной чувствительности в режиме d_{33} измеряемое давление должно прикладываться в направлении остаточной поляризации. Искусственно поляризованная керамика имеет существенно более высокие значения пьезоэлектрических постоянных по сравнению с неполяризованной, причем значения пьезоэлектрических постоянных возрастают с увеличением остаточной поляризации (степени ориентации векторов поляризации доменов): это объясняется тем, что под действием приложенного давления максимальное изменение поляризации ΔP возникает в тех ячейках кристаллической решетки, начальная поляризация которых ориентирована в направлении действия давления.

Пьезоэлектрические ПП, как и пьезоэлектрические преобразователи, обладают свойствами фильтра верхних частот и поэтому непригодны для измерения статического или медленно изменяющегося давления (если не предпринимать специальные меры, например, использование механической модуляции). Типичная АЧХ пьезоэлектрического ПП приведена на рис. 36.

Верхняя граница рабочего диапазона преобразователя ограничивается *частотой механического резонанса*, которая совпадает с *собственной частотой колебаний* преобразователя и зависит от его формы, геометрических размеров и механических свойств его материала.

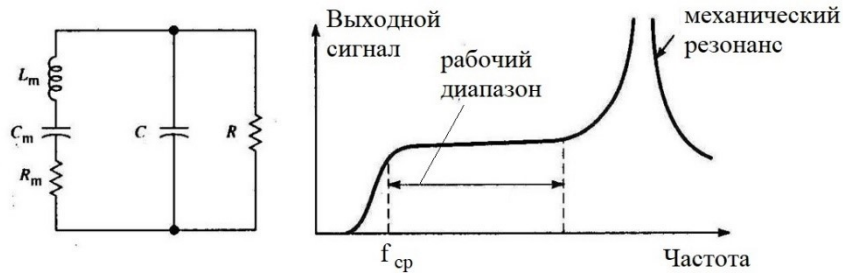


Рис. 36. Эквивалентная схема и АЧХ пьезоэлектрического ПП

Например, для преобразователя, имеющего форму плоскопараллельной пластины, собственная частота колебаний по толщине определяется формулой

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

где T – толщина пластины, E – модуль продольной упругости материала, ρ – плотность материала.

Эквивалентная электрическая схема пьезоэлектрического ПП, как и для пьезоэлектрических преобразователей, содержит параллельно соединенные емкость C и активное сопротивление R (активная часть (генератор тока) на рис. 36 не показана). Отличительной особенностью эквивалентной схемы является наличие дополнительной параллельной ветви, содержащей индуктивность L_m , емкость C_m и активное сопротивление R_m , связанные с механическими параметрами преобразователя. Согласно **принципу электромеханических аналогий** индуктивность является аналогом массы m , емкость – аналогом податливости $1/k$, где k – жесткость, а активное сопротивление – аналогом коэффициента демпфирования r . Данные аналогии вытекают из сравнительного анализа дифференциальных уравнений, описывающих механическую колебательную систему и электрический колебательный контур:

$$m \cdot \frac{d^2x}{dt^2} + r \cdot \frac{dx}{dt} + kx = 0,$$

$$L \cdot \frac{di}{dt} + Ri + \frac{q}{C} = 0,$$

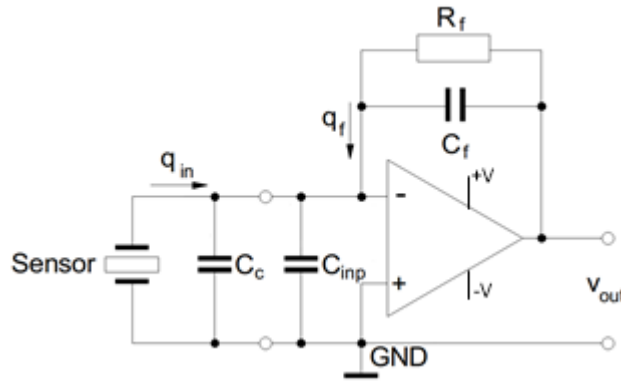
где x – колебательное смещение, i – сила тока, q – электрический заряд.

Учитывая, что $i = dq/dt$, уравнение, описывающее электрический колебательный контур, принимает вид

$$L \cdot \frac{d^2q}{dt^2} + R \cdot \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = 0$$

и становится эквивалентным уравнению, описывающему механическую колебательную систему.

Для работы с пьезоэлектрическими преобразователями могут использоваться **усилители заряда (преобразователи заряда в напряжение)**, выполняемые на основе операционного усилителя, у которого в цепь отрицательной обратной связи включается конденсатор C_f (рис. 37).



C_c – емкость соединительного кабеля, C_{inp} – входная емкость усилителя

Рис. 37. Схема усилителя заряда

Выходное напряжение усилителя будет определяться формулой

$$V_{out} = -\frac{q_{in}}{C_f},$$

то есть коэффициент усиления определяется емкостью конденсатора обратной связи.

При отсутствии резистора R_f обратной связи коэффициент усиления постоянной составляющей сигнала будет бесконечным для идеального операционного усилителя или очень значительным (равным коэффициенту усиления разомкнутого контура, то есть коэффициенту усиления при разомкнутой цепи обратной связи) для реального операционного усилителя. Это объясняется тем, что конденсатор не пропускает постоянный ток. Использование резистора R_f , пропускающего электрический ток независимо от частоты, позволяет снизить коэффициент усиления постоянной составляющей, однако при этом ограничивается минимальная рабочая частота преобразователя:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi R_f C_f}.$$

Частотный диапазон преобразователя будет определяться частотой f_{min} , так как фильтрующие свойства пьезоэлемента (частота среза $f_{cp} = 1/2\pi RC$) в данном случае не имеют значения по той причине, что используется его токовый выход. Современные усилители заряда обеспечивают f_{min} до 0,1 Гц.

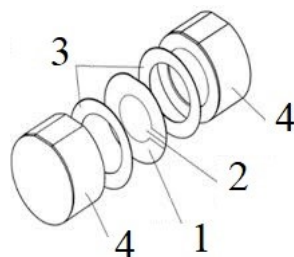
В промышленности также находят применение **ПП давления на основе кварцевых резонаторов**, в основу работы которых положена зависимость собственных частот механических колебаний кристалла кварцевого резонатора и, соответственно, частоты генерируемых им электрических колебаний, от величины действующих на него механических напряжений. Разрешающая способность таких ПП может считаться обратно пропорциональным их **добротности**. Под добротностью понимают безразмерный параметр, характеризующий потери энергии в колебательной системе и определяемый по формуле

$$Q = \frac{2\pi f_0 W}{P_d},$$

где f_0 – собственная частота колебаний, W – энергия, запасаемая в колебательной системе за один цикл колебаний, P_d – мощность потерь.

Кварцевые резонаторы могут иметь добротность порядка 10^6 , что позволяет получить разрешающую способность порядка 1 ppm, соответствующую од-

ной миллионной части от максимального измеряемого давления. В ПП давления фирмы Piezodyne используется кристалл кварца в виде диафрагмы, расположенной между двумя кварцевыми колпачками (рис. 38).



1 – диафрагма, 2 – электроды, 3 – слои стекла, 4 – колпачки
Рис. 38. Резонансный кварцевый преобразователь давления

Колпачки соединяются с диафрагмой слоем девитрифицируемого стекла (стеклокристаллический материал, образующийся в результате частичной кристаллизации стеклянного расплава при охлаждении). На мембрану с двух сторон наносятся электроды, служащие для включения преобразователя в контур электрического генератора и имеющие выводные проводники, проходящие наружу через слой стекла. При воздействии на колпачки измеряемого давления в диафрагме возникает равномерная радиальная деформация, что приводит к изменению собственной частоты сдвиговых колебаний по толщине. Для того чтобы диафрагма совершала нужный тип колебаний, для ее изготовления используют кварцевую пластинку, вырезаемую из кристалла кварца в определенном направлении. Для получения сдвиговых колебаний по толщине используют так называемый АТ-срез (рис. 39).

Для измерения постоянного или медленно изменяющегося давления могут использоваться *пьезоэлектрические ПП с механической модуляцией нагрузки* (рис. 40).

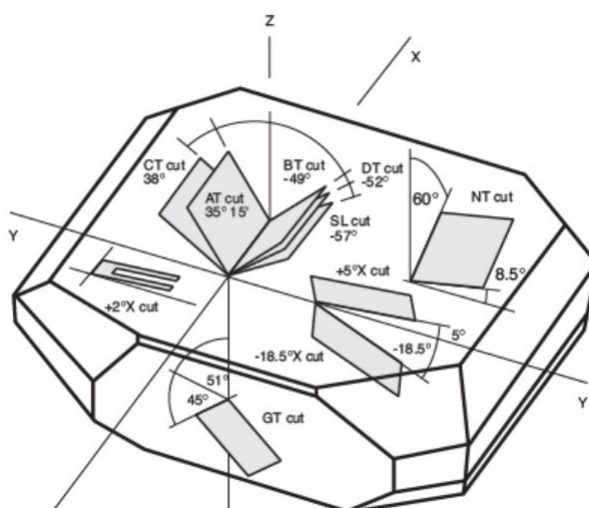
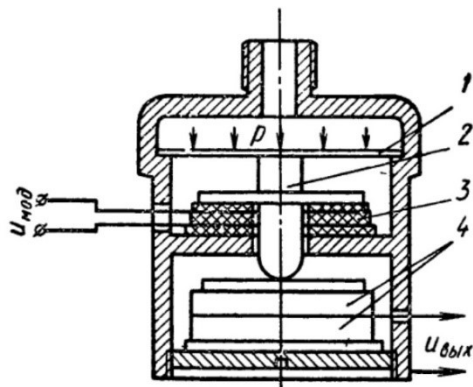


Рис. 39. Срезы кристаллов кварца



1 – мембрана, 2 – измерительный шток, 3 – модулирующий пьезоэлемент, 4 – измерительные пьезоэлементы

Рис. 40. Пьезоэлектрический преобразователь с модуляцией нагрузки

Измеряемое давление p , действующее на мембрану 1, преобразуется измерительным штоком 2 в усилие, сжимающее измерительные пьезоэлементы 4. Измерительный шток 2 опирается буртиком на модулирующий пьезоэлемент 3, помещенный между электроизолирующими прокладками. При подаче на пьезоэлемент 3 переменного напряжения $U_{\text{мод}}$ в нем возникают периодические деформации растяжения-сжатия с частотой, равной частоте $f_{\text{мод}}$ модулирующего напряжения. При этом в фазе растяжения происходит разгрузка пьезоэлементов 4 от действующего на них давления p и измеряемое давление воспринимается пьезоэлементами 4 как переменное с частотой $f_{\text{мод}}$, что обеспечивает эффективную работу преобразователя при условии, что частота $f_{\text{мод}}$ лежит в рабочем диапазоне АЧХ преобразователя. Вторым условием эффективной работы ПП является $F_{\text{изм}} + F_0 \leq F_{p \text{ max}}$, где $F_{\text{изм}}$ – усилие от измеряемого давления на пьезоэлементах 4, F_0 – величина предварительного натяга, $F_{p \text{ max}}$ – максимальное усилие от растяжения пьезоэлемента 3.

Перспективным классом пьезоэлектрических материалов являются **пьезоэлектрические полимеры**, примером которых является **поливинилиденфторид (ПВДФ)**. В преобразователях используются тонкие пленки ПВДФ, которые изначально находятся в пьезоэлектрически неактивной α -фазе. При механическом растяжении пленки происходит превращение α -фазы в пьезоэлектрически активную β -фазу, которая затем подвергается искусственной поляризации. Тонкие пленки ПВДФ имеют чрезвычайно широкий рабочий диапазон АЧХ (до десятков и сотен МГц в зависимости от толщины пленки), что позволяет регистрировать изменения давления в ходе быстропротекающих процессов, например, удара или взрыва. Пленочные преобразователи из ПВДФ являются гибкими, что позволяет наклеивать их на поверхности сложной геометрической формы с целью контроля вибраций различных технических объектов. Аналогичным образом на поверхность технических объектов наклеивают тензорезисторы, однако последние используются преимущественно для контроля статических или медленно изменяющихся деформаций объекта из-за узкого частотного диапазона.

3.2 Резистивные преобразователи давления

В *тензометрических преобразователях давления* (от лат. *tensus* – напряженный) измеряемое давление преобразуется в механическую деформацию упругого чувствительного элемента, обычно мембраны, а затем деформация преобразуется в изменение активного электрического сопротивления металлического или полупроводникового *тензорезистора*. При использовании полупроводниковых тензорезисторов преобразователь может называться *пьезорезистивным*: общим с пьезоэлектрическими преобразователями является только происхождение названия – от греч. *πιέζω* – давлую, сжимаю. В основу работы тензорезисторов положена зависимость активного электрического сопротивления металлов и полупроводников от деформации. Как известно, сопротивление R проводника может быть рассчитано по формуле

$$R = \frac{\rho l}{S},$$

где l – длина проводника, S – площадь поперечного сечения, ρ – удельное электрическое сопротивление.

При деформации могут изменяться все три влияющих на сопротивление параметра (ρ , l и S):

- 1) Изменение длины Δl объясняется растяжением проводника.
- 2) Изменение площади ΔS объясняется поперечной деформацией проводника при растяжении. Количественно эта деформация описывается *коэффициентом Пуассона* ν , который при малых деформациях может рассматриваться как взятое со знаком «минус» отношение поперечной деформации к продольной:

$$\nu = - \frac{(\Delta D/D)}{(\Delta l/l)},$$

где D – поперечный размер проводника (для проводника круглого сечения – диаметр).

Знак «минус» указывает на противоположный характер деформаций: например, растяжение ($\Delta l > 0$) сопровождается уменьшением поперечного размера ($\Delta D < 0$).

- 3) В полупроводниках изменение удельного сопротивления $\Delta \rho$ обусловлено изменением подвижности носителей заряда.

Для установления количественной связи между изменениями параметров ρ , l и S и вызванным ими изменением ΔR сопротивления необходимо прологарифмировать формулу $R = \rho l/S$, а затем продифференцировать, что приведет к соотношению

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dS}{S} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{2dD}{D}.$$

В случае малых приращений дифференциалы можно заменить приращениями и получим

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + (1 + 2\nu)\varepsilon,$$

где $\varepsilon = \Delta l/l$ – относительная деформация.

Тензометрический коэффициент (коэффициент чувствительности тензорезистора) определяется как

$$K_T = \frac{(\Delta R/R)}{\varepsilon}.$$

Для металлов $K_T = 0,8..3$, причем обычно преобладает геометрическое слагаемое $(1 + 2\nu)\varepsilon$. В полупроводниках слагаемое $\Delta\rho/\rho$ может быть на несколько порядков выше геометрического слагаемого. В монокристаллическом кремнии в зависимости от ориентации и степени легирования $|K_T| = 1..150$ (знак может быть как положительным, так и отрицательным).

Для полупроводников связь между механическим напряжением σ и изменением удельного сопротивления описывается **пьезорезистивным коэффициентом π** :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \pi\sigma$$

или с учетом закона Гука

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \pi E\varepsilon.$$

Строго говоря, пьезорезистивный эффект описывается тензором π_{ij} с индексами i и j , принимающими значения от 1 до 6: один из индексов указывает на направление действия напряжения (3 нормальных и 3 касательных напряжения), а второй на направление измерения проводимости (для каждого из 3 возможных направлений тока вызванное им падение напряжения может измеряться в 2 направлениях: продольном (по отношению к току) и поперечном – в анизотропном материале ток и электрическое поле в общем случае не совпадают по направлению).

В металлических тензорезисторах обычно используют сплавы с малым ТКС и высоким удельным сопротивлением, такие как константан и манганин. Малый ТКС обеспечивает минимальное влияние температуры на результаты измерений. Недостатком константана является высокая термоЭДС в сочетании с медью (соединительными проводниками). **Сплав Karma** (19..21 % Cr, 2.5..3.2 % Al, 2..3 % Fe, баланс Ni) имеет более высокое удельное сопротивление по сравнению с манганином и константаном (1,3 мкОм·м против 0,5 мкОм·м), малую термоЭДС в сочетании с медью и низкий ТКС (60 ppm/K против ± 30 ppm/K у константана). **Сплав Isoelastic** (51,5 % Fe, 36 % Ni, 8 % Cu, 0,5 % Mo с добавками марганца, кремния и ванадия) близок по своему составу к **элинвару** (52 %, 36 % Ni, 12 % Cr). Для элинвара (от франц. *élasticité invariable* – неизменная упругость) характерен близкий к нулю **температурный коэффициент модуля упругости**, то есть сплав имеет очень малые изменения модуля упругости в зависимости от температуры. Благодаря этому свойству элинвар используется для изготовления элементов механических колебательных систем, для которых требуется высокая температурная стабильность собственных частот колебаний. Примером являются волоски (спиральные пружины) часовых механизмов. Сплав Isoelastic также имеет близкий к нулю температурный коэффициент модуля упругости, что объясняет его название: от греч. *ἴσος* – равный + франц. *élasticité* – упругость. Для большинства материалов температурный коэффициент модуля упругости является отрицательным, что соответствует снижению

модуля E продольной упругости с ростом температуры. Так как при постоянной нагрузке напряжение σ в материале тензорезистора остается постоянным, то в соответствии с законом Гука $\sigma = E\varepsilon$ снижение модуля продольной упругости в результате изменения температуры приводит к увеличению относительной деформации ε материала тензорезистора, что воспринимается как кажущееся изменение нагрузки. Сплав Isoelastic имеет высокий тензометрический коэффициент ($K_T = 3,6$ против $K_T = 2,0..2,1$ у сплава Карма и константана) и высокую усталостную прочность, благодаря чему используется при динамических измерениях, в частности, для измерения параметров вибраций. При высоких температурах могут использоваться тензорезисторы из **платиново-вольфрамового сплава** (92 % Pt, 8 % W) с $K_T = 4,0$. Применяются также тензорезисторы из никрома и сплава Evanohm.

Изменение температуры оказывает на тензорезистор следующие эффекты:

1. Изменение сопротивления в результате температурной зависимости, которое можно учесть с помощью ТКС α .

2. Изменение деформаций тензорезистора в результате несогласованности ТКЛР α_{L1} и α_{L2} материала тензорезистора и материала упругого чувствительного элемента (контролируемой конструкции): эффект «биметалла».

Математически перечисленные эффекты описываются формулой

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_T = \alpha \Delta T + K_T \cdot \frac{(1 + K_{\text{поп}})}{(1 - \nu_0 K_{\text{поп}})} \cdot (\alpha_{L2} - \alpha_{L1}) \Delta T,$$

где $(\Delta R/R)_T$ – относительное изменение сопротивления, вызванное изменением температуры на величину ΔT ; $K_{\text{поп}}$ – коэффициент поперечной чувствительности; $\nu_0 = 0,285$ – коэффициент Пуассона стандартного материала, используемого при определении тензометрического коэффициента (калибровке тензорезистора).

Коэффициент поперечной чувствительности характеризует чувствительность тензорезистора к деформациям ε_t , перпендикулярным направлению максимальной чувствительности: как будет показано далее, направление максимальной чувствительности тензорезистора определяется его геометрической формой. Наличие поперечной чувствительности приводит к тому, что изменение сопротивления тензорезистора зависит от обеих компонент (продольной ε и поперечной ε_t) деформации:

$$\frac{\Delta R}{R} = K_T \cdot (\varepsilon + K_{\text{поп}} \cdot \varepsilon_t).$$

При калибровке тензорезистора используется одноосная деформация и выполняются условия

$$\begin{aligned} \varepsilon_t &= -\nu_0 \varepsilon, \\ \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_1 &= K_T \cdot (1 - K_{\text{поп}} \cdot \nu_0) \varepsilon. \end{aligned}$$

В случае теплового расширения деформация имеет изотропный двухосный характер и выполняются условия

$$\begin{aligned} \varepsilon_t &= \varepsilon, \\ \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_2 &= K_T \cdot (1 + K_{\text{поп}}) \varepsilon. \end{aligned}$$

Как видно из приведенных формул, корректирующий множитель $(1 + K_{\text{поп}})/(1 - \nu_0 K_{\text{поп}})$ в выражении для $(\Delta R/R)_T$ вводится, чтобы учесть различие в величине поперечных деформаций при калибровке тензорезистора и его тепловом расширении. Данным корректирующим множителем обычно пренебрегают и записывают выражение для $(\Delta R/R)_T$ в упрощенном виде

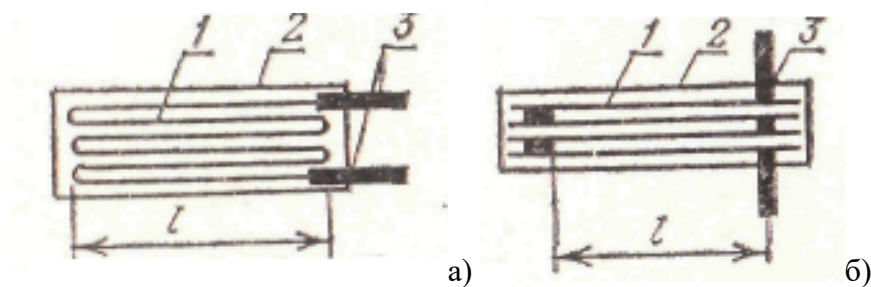
$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_T = \alpha \Delta T + K_T \cdot (\alpha_{L2} - \alpha_{L1}) \Delta T.$$

В случае $\alpha_{L2} > \alpha_{L1}$, то есть при более высоком ТКЛР материала контролируемой конструкции, можно за счет контролируемой термообработки материала тензорезистора получить у него отрицательный ТКС α с величиной, удовлетворяющей условию

$$\alpha = -K_T \cdot (\alpha_{L2} - \alpha_{L1}).$$

Такой тензорезистор будет иметь в определенном температурном диапазоне очень малую тепловую погрешность при условии, что используется для контроля конструкций с определенным значением ТКЛР. Такие тензорезисторы называют *тензорезисторами с температурной самокомпенсацией*. Температурная самокомпенсация может быть реализована для тензорезисторов из константана и сплава Карма. В случае $\alpha_{L2} < \alpha_{L1}$ термообработкой добиваются определенного положительного значения ТКС.

Конструктивно металлические тензорезисторы делятся на проволочные, фольговые и пленочные. В *проволочных тензорезисторах* используется тонкая проволока диаметром 2..50 мкм, получаемая методом волочения (при диаметрах 10..50 мкм) или *методом Улитовского-Тейлора* (метод непрерывного литья микропровода в виде жилы диаметром 2..6 мкм в стеклянной изоляции). Проволока наклеивается на бумажную подложку, которая в свою очередь наклеивается на контролируемую конструкцию. Наклейка тензорезисторов производится клеем БФ2 с термообработкой или цианакрилатным клеем (суперклеем) при кратковременных измерениях. Из проволоки формируется так называемая *петлевая решетка* (рис. 41, а).



1 – проволока, 2 – подложка, 3 – электрические выводы

Рис. 41. Конструкции проволочных тензорезисторов:

а) с петлевой решеткой; б) беспетлевого

Из-за наличия у решетки петель тензорезистор обладает поперечной чувствительностью. Направление максимальной чувствительности определяется направлением прямолинейных участков проволоки. При использовании *беспетлевых тензорезисторов* с проволоками, соединенными между собой низкоомными перемычками (рис. 41, б), поперечная чувствительность практически сводится к нулю. Формирование решетки из проволоки позволяет получить до-

статочно высокое номинальное сопротивление резистора за счет увеличения общей длины проволоки.

Фольговые тензорезисторы изготавливаются из тонкой фольги на полимерной подложке (полиимид, фторопласт и т.п.) методом **фотолитографии** (используемый в микроэлектронике процесс формирования микроструктур заданной геометрической формы, основанный на селективной экспозиции светочувствительного материала ультрафиолетовым излучением: в результате из светочувствительного материала формируется маска, защищающая от травления определенные участки лежащей под ней подложки). Могут использоваться **розетки** из двух или четырех тензорезисторов различной ориентации, образующих полумостовую или полную мостовую схему (рис. 42).

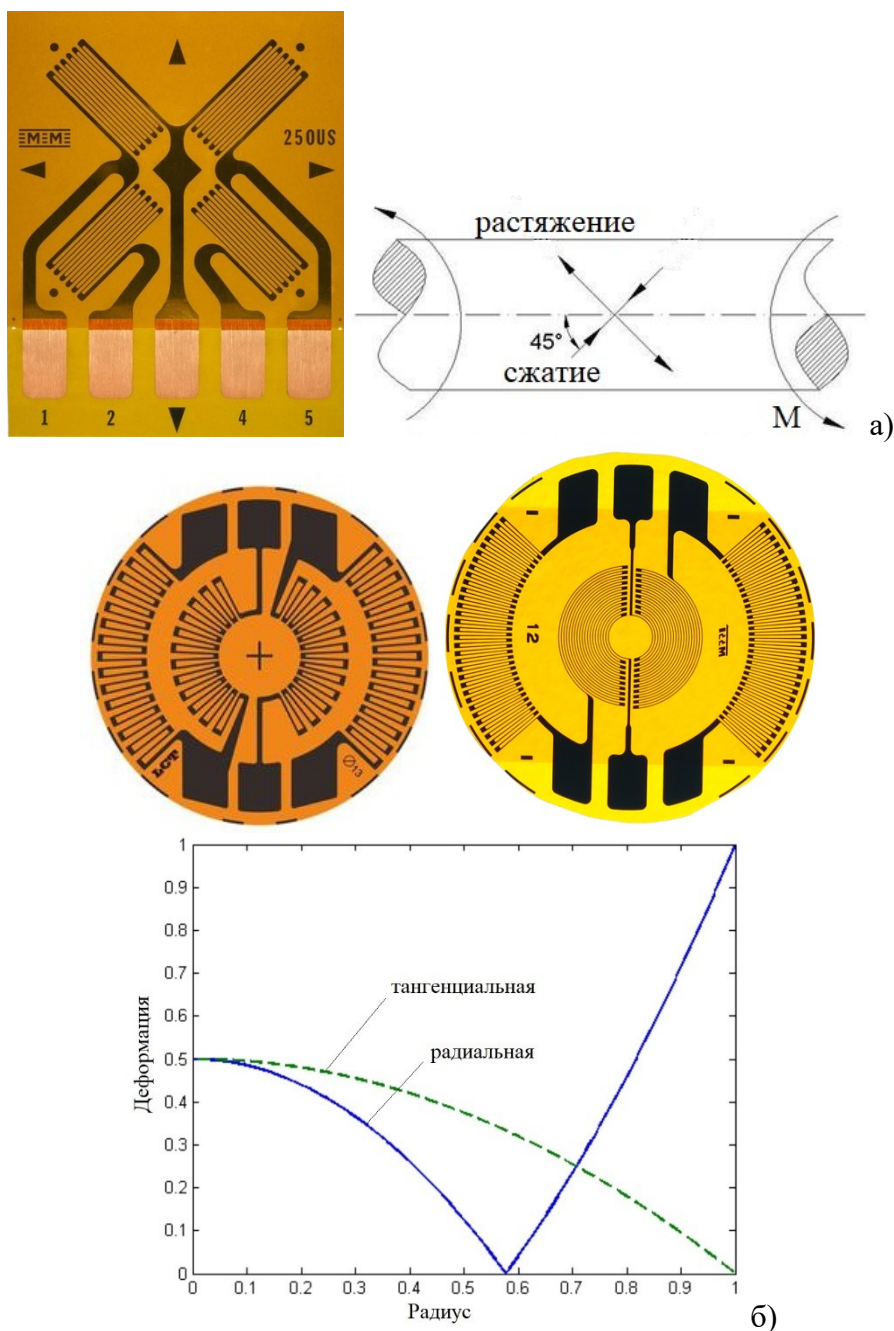


Рис. 42. Розетки из тензорезисторов: а) для измерения крутящего момента; б) для измерения деформаций мембраны

Например, при кручении вала максимальные растягивающие и сжимающие напряжения возникают в нем в направлениях $\pm 45^\circ$ по отношению к оси (рис. 42, а). Поэтому для контроля крутящего момента используется розетка из 4 тензорезисторов, расположенных под углом $\pm 45^\circ$ и образующих полную мостовую схему. Тензорезисторы в двух противоположных плечах моста испытывают деформацию растяжения, а в двух других плечах – деформацию сжатия. При деформации мембраны под действием давления тангенциальные деформации в ней имеют растягивающий характер, снижаясь от максимального значения в центре до минимума на крае (рис. 42, б; радиус и значения деформаций указаны в относительных единицах). Радиальные деформации в центре имеют растягивающий характер, а на крае мембраны – сжимающий. С учетом этого для измерения деформаций мембран используют две конструкции розеток из тензорезисторов: 1) с двумя центральными тензорезисторами с радиальным расположением петель и двумя периферическими тензорезисторами с радиальным расположением петель; 2) с двумя центральными тензорезисторами с окружным расположением петель и двумя периферическими тензорезисторами с радиальным расположением петель. В обоих случаях периферические тензорезисторы воспринимают сжимающие деформации, а центральные – растягивающие. Преимуществом использования полного моста является минимальное влияние температуры, так как все тензорезисторы находятся при одинаковой температуре.

Наклейка тензорезисторов не всегда является приемлемым вариантом их установки, так как клеи могут быть неустойчивы к воздействию окружающей среды, изменяют свои характеристики с течением времени (обладают ползучестью), требуют термообработки для затвердевания. Кроме того, является сложным обеспечение постоянства толщины клеевого слоя. Существуют **привариваемые тензорезисторы** с металлической подложкой, которые крепятся на контролируемой конструкции методом точечной сварки или лазерной сваркой (рис. 43).

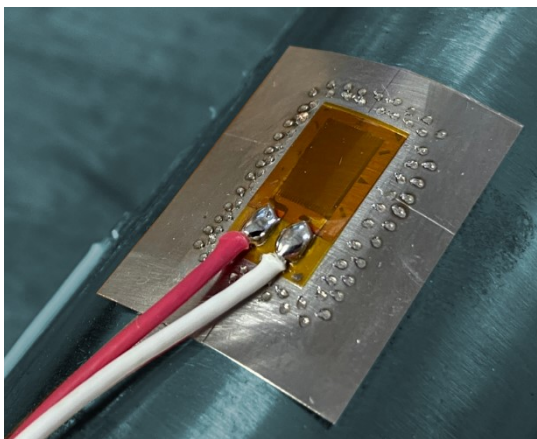


Рис. 43. Привариваемый тензорезистор

Пленочные тензорезисторы наносятся непосредственно на упругие элементы, например, методом магнетронного напыления (рис. 44).



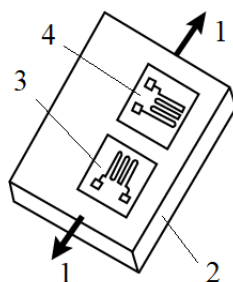
Рис. 44. Упругий элемент с пленочными тензорезисторами

В этом случае, благодаря отсутствию клеевого слоя между пленочным элементом и упругим элементом обеспечиваются точная передача нагрузки между ними и стабильность измерений. Между пленочным элементом и упругим элементом наносится промежуточный изолирующий слой, толщина и свойства которого контролируются в процессе нанесения. По сравнению с фольговыми тензорезисторами расширяется спектр возможных для использования материалов. Например, в качестве экспериментальных материалов использовались Ni-DLC и Ag-ITO (DLC, Diamond-Like Carbon – *алмазоподобный углерод*; ITO, Indium Tin Oxide – *оксид индия-олова*). Алмазоподобный углерод – это форма аморфного углерода, обладающего физическими свойствами, характерными для алмаза, в частности, сверхвысокой твердостью и малым коэффициентом трения. Гидрогенированный алмазоподобный углерод (a-C:H) обладает полупроводниковыми свойствами. Оксид индия олова представляет собой полупроводниковый материал с проводимостью, сопоставимой с проводимостью металлов. Он является оптически прозрачным, благодаря чему из него изготавливают электроды различных оптоэлектронных устройств, например, жидкокристаллических индикаторов. Использование тензорезисторов из Ni-DLC и Ag-ITO позволяет получить тензометрический коэффициент $K_T > 10$ и обеспечить ТКС, близкий к нулю (благодаря использованию комбинации полупроводникового материала с отрицательным ТКС и металла с положительным ТКС).

В настоящее время также используются пленочные тензорезисторы, изготавливаемые методом струйной печати электропроводящими чернилами на основе серебра, графита, оксида рутения, электропроводящих полимеров (PEDOT:PSS) и других материалов.

Как было отмечено выше, при использовании полного моста, содержащего 4 тензорезистора, температура оказывает минимальное влияние, так как все тензорезисторы находятся при одинаковой температуре. При этом два тензорезистора должны испытывать деформацию растяжения, а два других – деформацию сжатия. Аналогичным свойством будет обладать полумостовая схема, в которой один тензорезистор подвергается растяжению, а второй – сжатию. Если в

контролируемой конструкции возникают деформации только одного знака, например, чистое растяжение, то для минимизации влияния температуры может использоваться полумостовая схема, в которой один из тензорезисторов является активным, то есть воспринимает измеряемую деформацию, а второй является пассивным, то есть реагирует только на изменения температуры (рис. 45).



1 – измеряемая нагрузка, 2 – упругий элемент, 3 – активный тензорезистор, 4 – пассивный тензорезистор

Рис. 45. Использование пассивного тензорезистора для термокомпенсации

Пассивный тензорезистор располагается таким образом, чтобы направление его максимальной чувствительности было перпендикулярно направлению измеряемой деформации, либо при неравномерном распределении деформации приклеивается на часть конструкции, подвергающуюся наименьшей деформации.

В монокристаллическом кремнии пьезорезистивный тензор имеет три независимых компоненты π_{11} , π_{12} и π_{44} . Компонента π_{11} (**продольный пьезорезистивный коэффициент**) соответствует деформации растяжения-сжатия в направлении оси x и измерению сопротивления в этом же направлении. Компонента π_{12} (**поперечный пьезорезистивный коэффициент**) соответствует деформации растяжения-сжатия в направлении оси x и измерению сопротивления в перпендикулярном направлении y . Компонента π_{44} (**сдвиговый пьезорезистивный коэффициент**) соответствует сдвиговой деформации в плоскости yz и измерению **холловского сопротивления** (отношения разности потенциалов в направлении оси y к силе тока в направлении оси z). Сопротивление называется холловским, так как в **эффекте Холла** происходит формирование разности потенциалов в направлении, перпендикулярном к направлению протекания тока. Разница состоит в том, что эффект Холла является следствием воздействия на полупроводник магнитного поля, а в пьезорезисторе, использующем коэффициент π_{44} , формирование поперечной разности потенциалов является результатом анизотропии материала и действия сдвиговых напряжений. Вследствие этого различия применительно к пьезорезисторам может использоваться понятие **ложного эффекта Холла**. Наиболее часто используемыми являются кремниевые подложки **ориентации (100)**. Обозначение (100) представляет собой так называемые **индексы Миллера**, используемые для описания плоскостей в кристаллах. Применительно к кубическим кристаллам, к которым относится кремний, плоскость (100) представляет собой плоскость, параллельную двум из 6 граней кубической элементарной ячейки кристалла. У кремния ориентации (100) плоскости (100) соответствуют плоским поверхностям подложки. Для

определения ориентации 4 остальных граней элементарной ячейки на подложку наносится так называемый **базовый срез** (рис. 46).

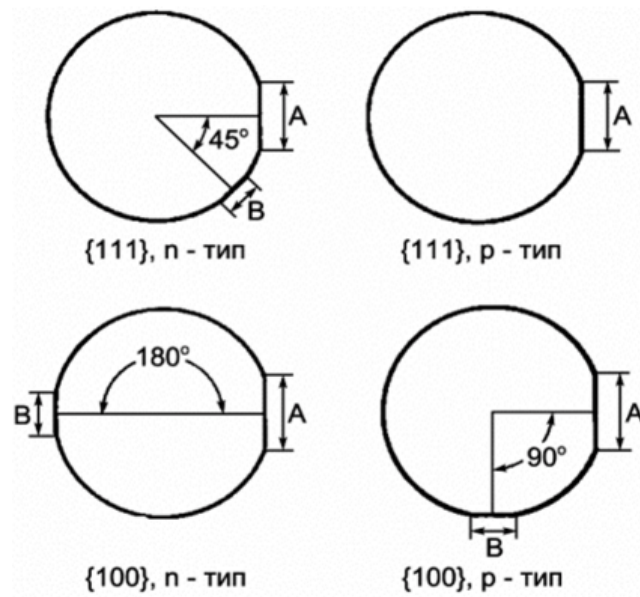


Рис. 46. Срезы кремниевых подложек

Базовый срез выполняется перпендикулярно направлению $[110]$, то есть под углом 45° к граням (010) и (001) элементарной ячейки. По узкому **дополнительному срезу** определяется тип проводимости подложки. У кремния с проводимостью р-типа наибольшие значения продольного и поперечного пьезорезистивных коэффициентов наблюдаются в направлении $[110]$, а для кремния с проводимостью п-типа – в направлении $[100]$ (рис. 47).

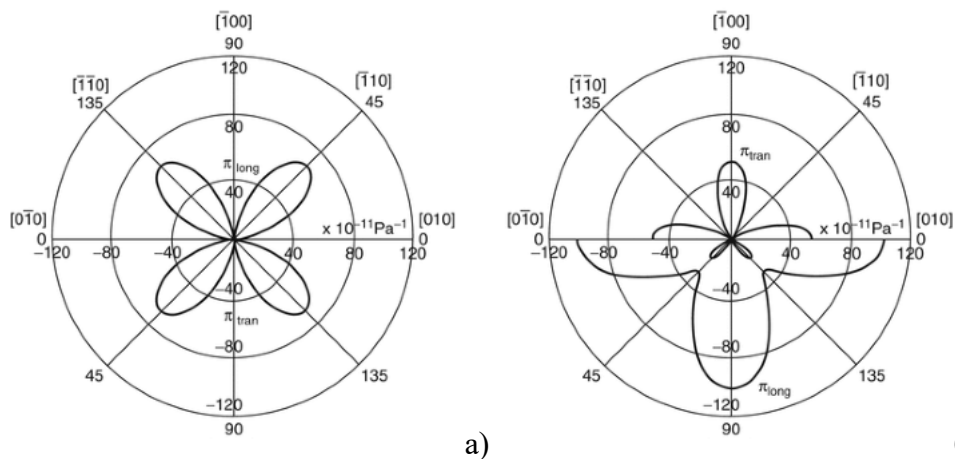
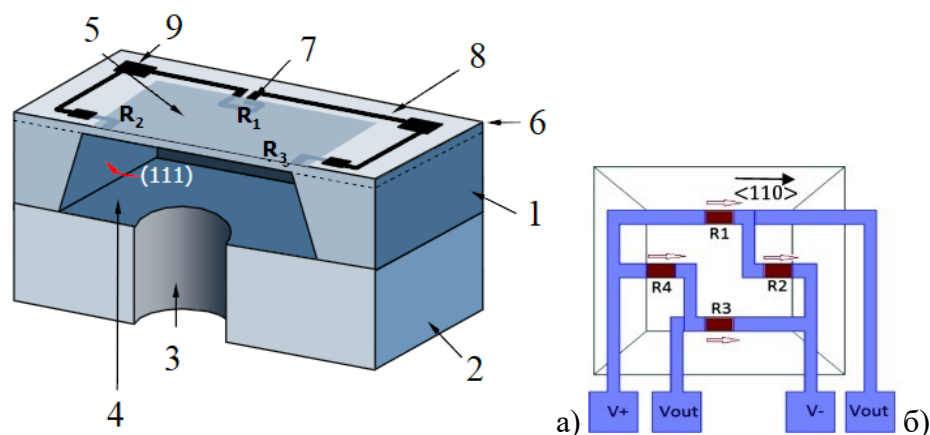


Рис. 47. Угловая зависимость продольного π_{long} и поперечного π_{tran} пьезорезистивных коэффициентов для кремния ориентации (100) :
а) для проводимости р-типа; б) для проводимости п-типа

В литературе обычно указываются компоненты π_{11} , π_{12} и π_{44} пьезорезистивного тензора в кристаллографической системе координат (x, y, z) . На рис. 47 представлены значения компонент π'_{11} , π'_{12} в системе координат (x', y', z) , у которой ось x' направлена вдоль деформации.

Помимо ориентации резистора пьезорезистивные коэффициенты сильно зависят от степени легирования. Знак коэффициентов π_{11} , π_{12} и π_{44} меняется на противоположный при изменении типа проводимости.

Типичная схема конструкции пьезорезистивного датчика давления представлена на рис. 48.



1 – кремниевая подложка с проводимостью р-типа, 2 – подложка из боросиликатного стекла, 3 – входное отверстие, 4 – вытравленная в подложке полость, 5 – кремниевая мембрана, 6 – эпитаксиальный слой кремния с проводимостью n-типа, 7 – диффузионные пьезорезисторы с проводимостью р-типа, 8 – металлические проводники, 9 – контактные площадки

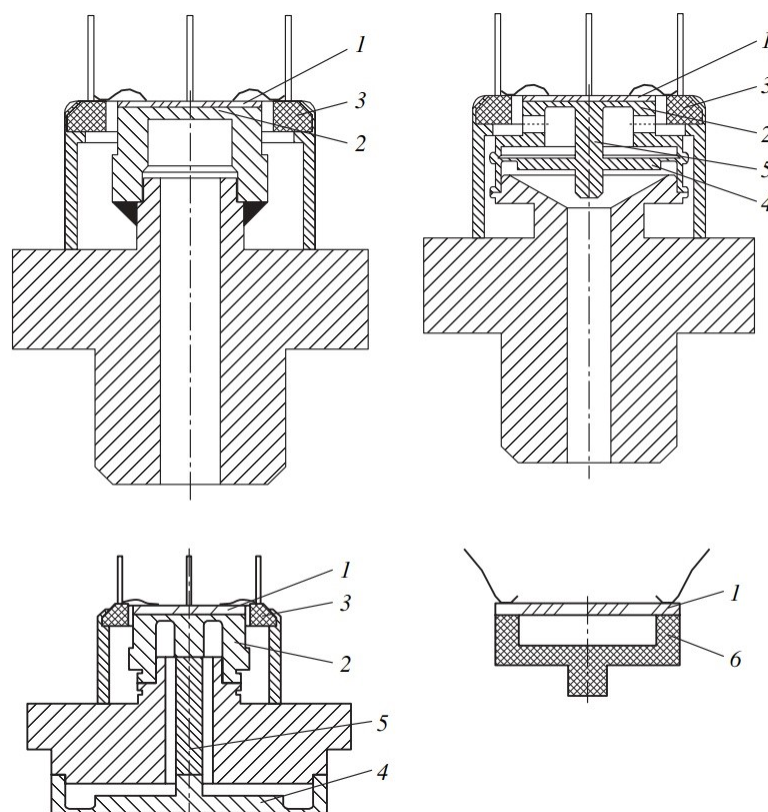
Рис. 48. Схема конструкции пьезорезистивного датчика давления

Подобные датчики относятся к *микроэлектромеханическим системам (МЭМС)*, так как содержат интегрированные в общем корпусе электронные и механические компоненты. В частности, МЭМС-датчик давления содержит механический упругий элемент в виде квадратной кремниевой мембраны. Для формирования этой мембраны используется *анизотропное электрохимическое травление*: так как скорость травления кремния зависит от направления, принимая максимальное значение в направлении [111], то в результате травления в подложке формируется полость в виде усеченной пирамиды, закрытая со стороны меньшего основания мембраной с толщиной, равной разности толщины подложки и глубины полости. Для получения мембраны строго определенной толщины используется *автоматическая остановка травления*. Для этого на кремниевую подложку с проводимостью р-типа наносится тонкий эпитаксиальный слой кремния с проводимостью n-типа, в результате чего формируется структура типа диодного р-n-перехода. Толщина формируемой мембраны определяется толщиной эпитаксиального слоя. При подаче на р-n-переход напряжения обратного смещения (положительный потенциал на эпитаксиальном слое, отрицательный электрод погружен в раствор травящего вещества) ток через раствор не протекает (вследствие односторонней проводимости диода) и кремний не подвергается оксидированию, что обеспечивает высокую скорость травления. После протравливания р-слоя по всей толщине через раствор начинает протекать ток, что приводит к оксидированию эпитаксиального слоя и остановке травления. В эпитаксиальном слое с помощью фотолитографии и диффузионного легирования акцепторными примесями формируются пьезорезисторы с проводимостью р-типа, ориентированные в направлении [110]. Электрическая изоляция пьезорезисторов от мембраны обеспечивается благодаря тому, что они

имеют противоположный тип проводимости, образуя р-п-переход. Два пьезорезистора располагаются параллельно краям мембраны, а два других – перпендикулярно (рис. 48, б), благодаря чему изменения их сопротивления имеют противоположный знак. Резисторы соединяются между собой в полную мостовую схему.

В датчиках типа *SOI* (*Silicon On Insulator, кремний на диэлектрике*) пьезорезисторы электрически изолируются от подложки слоем оксида кремния, что является более надежным по сравнению с использованием р-п-перехода. Такие датчики используются обычно при высокотемпературных измерениях.

Для работы в жестких условиях могут использоваться датчики типа «*кремний на сапфире*». Сапфир (Al_2O_3) обладает высокой твердостью (9 единиц по шкале Мооса, у алмаза твердость составляет 10 единиц) и стойкостью. Кремниевые пьезорезисторы формируются на сапфировой подложке методом гетероэпитаксии. Сапфировый чип с тензорезисторами припаивается к мембране из титанового сплава или к основанию из алюмосиликатной керамики (рис. 49).



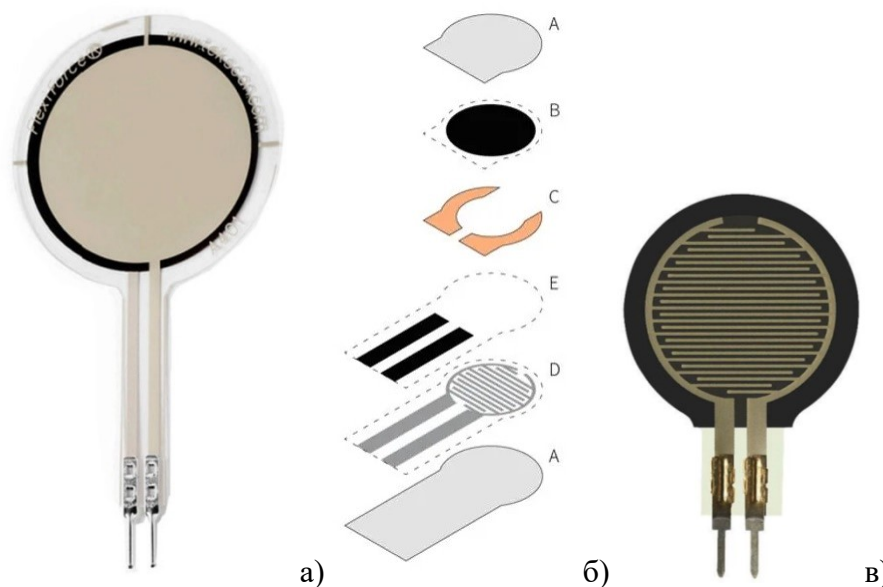
1 – сапфировый чип, 2 – мембрана из титанового сплава, 3 – коллектор, 4 – дополнительная мембрана, 5 – шток, 6 – керамическое основание

Рис. 49. Датчики давления типа «кремний на сапфире»

В настоящее время также разрабатываются пьезорезистивные датчики на основе таких материалов как *карбид кремния* SiC (обладает высокой твердостью и стойкостью), *поликристаллический кремний*, *аморфный углерод*, *алмазоподобный углерод*, *поликристаллический алмаз*, *диселенид платины* ($PtSe_2$), *графен* и др. Графен – двумерная форма углерода, представляющая собой монослой (слой толщиной в один атом) из атомов углерода, образующих двумерную гексагональную кристаллическую решетку. Может рассматриваться

как слой, отделенный от объемного кристалла графита. Является перспективным электронным материалом благодаря своим уникальным физическим свойствам: в частности, подвижность электронов в графене при комнатной температуре в 200 раз превышает соответствующий показатель для кремния.

В качестве резистивных преобразователей давления также используют так называемые *силочувствительные резисторы* (Force Sensing Resistors, FSR). Конструктивно они состоят из проводящего полимерного композита, находящегося между двумя электродами (рис. 50, а).



А – полимерная изоляция, В – проводящий полимерный композит, С – прокладка, D – встречно-штыревые электроды, E – углеродный шлейф для выполнения электрических соединений

Рис. 50. Конструкция силочувствительных резисторов

Полимерный композит состоит из диэлектрической полимерной фазы, в которой находятся проводящие микро- или наночастицы из меди, никеля, технического углерода или углеродные нанотрубки. При воздействии давления на электроды происходит сжатие находящегося между ними композита, сопровождающееся снижением его сопротивления. Преобладающим механизмом проводимости полимерных композитов является *квантовое туннелирование* – эффект преодоления электронами потенциального барьера, который с точки зрения классической механики является непреодолимым из-за недостаточной энергии электрона. Причиной возникновения эффекта является наличие у электрона волновых свойств. В случае полимерного композита роль потенциальных барьеров играют участки диэлектрической матрицы, находящиеся между проводящими частицами. При сжатии матрицы происходит уменьшение ширины потенциальных барьеров, что способствует снижению сопротивления. Для того, чтобы композит обладал проводимостью, потенциальные барьеры должны иметь достаточно малую ширину, что соответствует высоким концентрациям проводящих частиц: для формирования в композите непрерывных путей проводимости концентрация наполнителя должна превышать некоторое критическое значение, называемое *порогом перколяции (протекания)*. Снижение сопротивления в результате воздействия давления также объясняется уменьшением кон-

тактного сопротивления на границах между электродами и композитом: при сжатии происходит деформация микронеровностей на границах раздела, что приводит к увеличению эффективной площади контакта и снижению сопротивления. В *силочувствительных резисторах с шунтированием* (рис. 50, б-в) два встречно-штыревых электрода отделены от слоя полимерного композита воздушным зазором, который формируется благодаря наличию в конструкции прокладки. При воздействии на преобразователь нагрузки слой композита приходит в контакт с электродами, соединяя их между собой. Такой преобразователь будет обладать порогом чувствительности, а его сопротивление будет бесконечным при нагрузке ниже порога чувствительности.

4. Емкостные и индуктивные преобразователи

4.1 Емкостные преобразователи

Емкостные преобразователи основаны на использовании в качестве чувствительного элемента конденсатора, емкостное сопротивление которого изменяется в зависимости от значения измеряемой физической величины. Такие преобразователи могут использоваться для измерения линейных и угловых перемещений, уровня жидкости, давления, влажности и других параметров. Как известно, емкость C плоского конденсатора определяется формулой

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

где ε_0 – электрическая постоянная (абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума), ε – относительная диэлектрическая проницаемость заполняющего конденсатор диэлектрика, S – площадь перекрытия электродов конденсатора, d – межэлектродное расстояние.

В случае цилиндрического конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon h}{\ln\left(\frac{R}{r}\right)},$$

где h – длина перекрытия электродов, R – радиус наружного электрода, r – радиус внутреннего электрода.

Из анализа приведенных формул вытекают три схемы построения емкостных ПП:

1) *Преобразователи с изменением межэлектродного расстояния*. В качестве примера на рис. 51, а представлена схема емкостного преобразователя перемещений, используемого в МЭМС-акселерометре (датчике ускорений).

Под действием измеряемого ускорения происходит смещение подвижной части 1 преобразователя с расположенными на ней подвижными электродами 2. При этом расстояние d_1 между подвижными электродами 2 и нижними неподвижными электродами 3 увеличивается, а расстояние d_2 между подвижными электродами 2 и верхними неподвижными электродами 4 уменьшается. Емкости C_1 и C_2 , образовавшиеся в результате параллельного соединения n конденсаторов, где n – число подвижных электродов, могут включаться, например, в смежные плечи полумостовой схемы переменного тока.

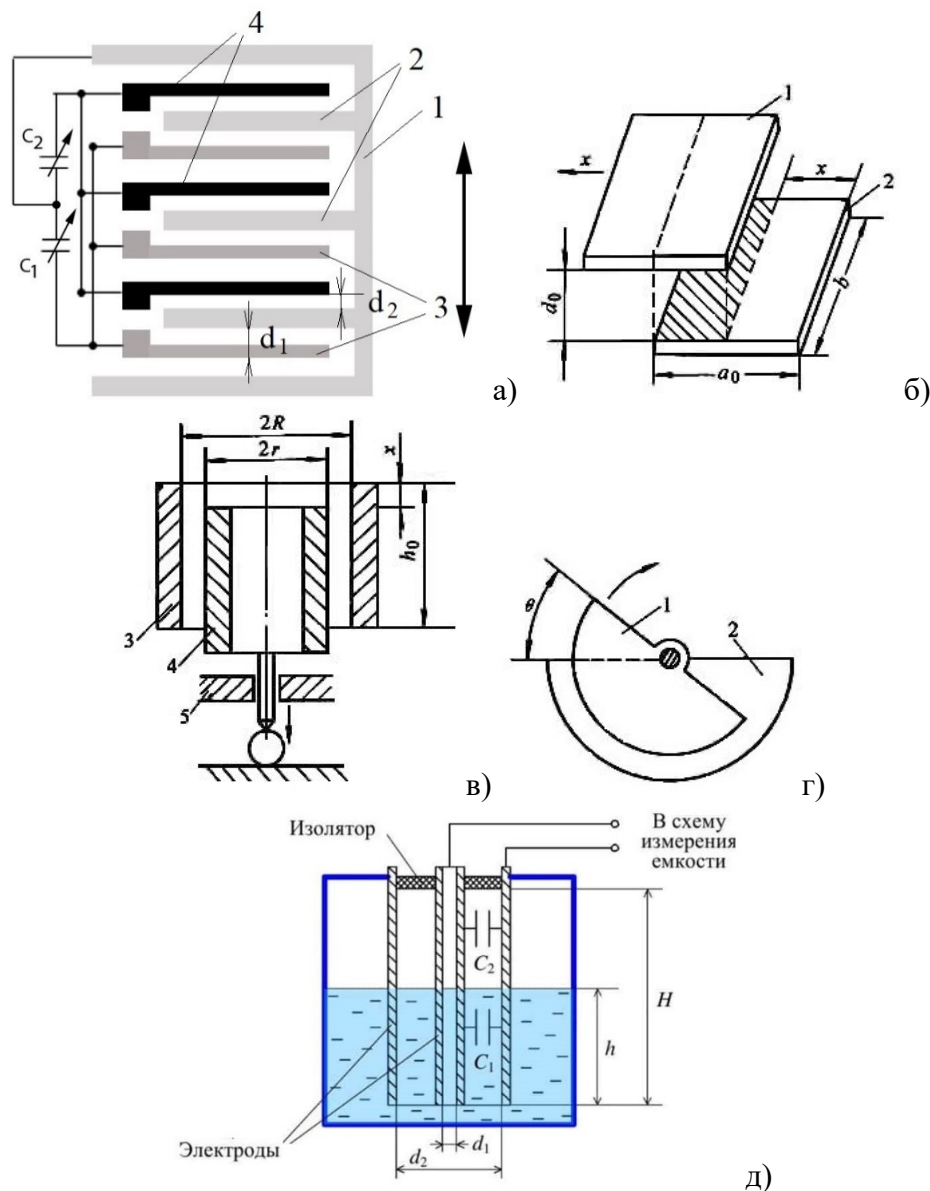


Рис. 51. Схемы построения емкостных преобразователей

2) **Преобразователи с изменением площади (длины) перекрытия электродов.** Примеры представлены на рис. 51, б-г. В частности, на рис. 51, б приведена схема плоского конденсатора, у которого площадь перекрытия электродов связана линейной зависимостью с линейным перемещением x подвижного электрода: $S(x) = b \cdot (a_0 - x)$. На рис. 51, в приведена схема цилиндрического конденсатора с линейной зависимостью длины перекрытия электродов от линейного перемещения x подвижного электрода: $h(x) = h_0 - x$. На рис. 51, г приведена схема плоского конденсатора с линейной зависимостью площади перекрытия электродов от углового перемещения θ подвижного электрода.

3) **Преобразователи с изменением параметров диэлектрика.** В зависимости от измеряемой физической величины могут изменяться физические свойства диэлектрика, заполняющего конденсатор, либо степень заполнения конденсатора диэлектриком. Например, в емкостных датчиках влажности диэлектрическая проницаемость заполняющего конденсатор диэлектрика изменяется в зависимости от объема поглощенной им атмосферной влаги. В качестве материалов используются **пористый анодный оксид алюминия**, керамика со структу-

рой типа перовскита и полимерные материалы (полиимиды и полиэфир). Изменение степени заполнения конденсатора диэлектриком имеет место, например, в емкостных датчиках уровня диэлектрических жидкостей (рис. 51, д). Такой датчик может рассматриваться как параллельное соединение двух конденсаторов C_1 и C_2 , один из которых заполнен жидкостью, а второй – воздухом, с общей емкостью

$$C = C_1 + C_2 = \varepsilon_0 \left(\frac{\varepsilon_1 h + \varepsilon_2 (H - h)}{\ln \left(\frac{R}{r} \right)} \right),$$

где ε_1 – относительная диэлектрическая проницаемость жидкости, ε_2 – относительная диэлектрическая проницаемость воздуха.

Емкостные преобразователи включаются в мост переменного тока, либо в колебательный контур автогенератора. **Мост переменного тока** имеет конструкцию, аналогичную представленной на рис. 14, отличаясь тем, что питание моста осуществляется от источника переменного тока, а вместо резисторов $R_1..R_4$ в плечи моста включаются сопротивления $Z_1..Z_4$, по меньшей мере, два из которых имеют отличную от нуля реактивную составляющую (мнимую часть **импеданса** – комплексного сопротивления). Условие баланса моста имеет вид

$$Z_2 Z_3 = Z_1 Z_4$$

и может рассматриваться как система из двух условий:

$$|Z_2| \cdot |Z_3| = |Z_1| \cdot |Z_4| \text{ (амплитудное условие),}$$

$$\arg(Z_2) + \arg(Z_3) = \arg(Z_1) + \arg(Z_4) \text{ (фазовое условие),}$$

где $\arg(Z_i)$ – фазовое смещение между напряжением и током на сопротивлении Z_i .

Например, если Z_1 и Z_3 – емкостные сопротивления, а Z_2 и Z_4 – активные (омические), то

$$Z_1 = -\frac{j}{\omega C_1}, Z_3 = -\frac{j}{\omega C_3}, Z_2 = R_2, Z_4 = R_4,$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота питающего мост переменного тока, j – мнимая единица.

В этом случае амплитудное условие принимает вид

$$\frac{R_2}{C_3} = \frac{R_4}{C_1},$$

а фазовое условие выполняется автоматически, так как для обоих конденсаторов фазовое смещение между напряжением и током составляет $-\pi/2$ (напряжение отстает от тока на угол $\pi/2$).

Электронный автогенератор состоит из усилителя, часть выходного сигнала которого подается обратно на вход через цепь **положительной обратной связи** (ПОС) (рис. 52).

Для получения устойчивой генерации необходимо выполнение двух условий (**условий Баркгаузена**):

1. Общий коэффициент усиления контура должен быть равен единице (то есть сигнал, прошедший через цепь обратной связи, должен поступать на вход усилителя с той же амплитудой, что и начальный сигнал).

2. Фазовое смещение сигнала в контуре должно составлять $2\pi t$, например, 360° (то есть сигнал, прошедший через цепь обратной связи, должен поступать на вход усилителя в той же фазе, что и начальный сигнал).

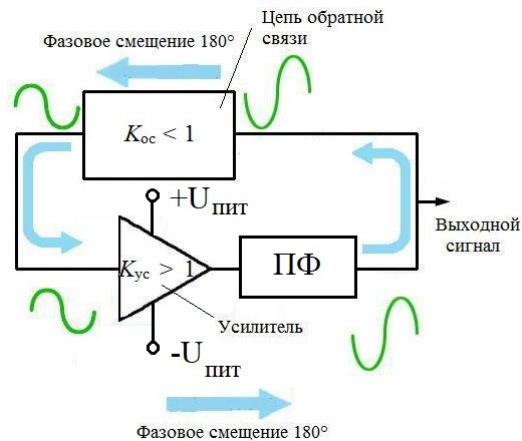


Рис. 52. Схема электронного автогенератора

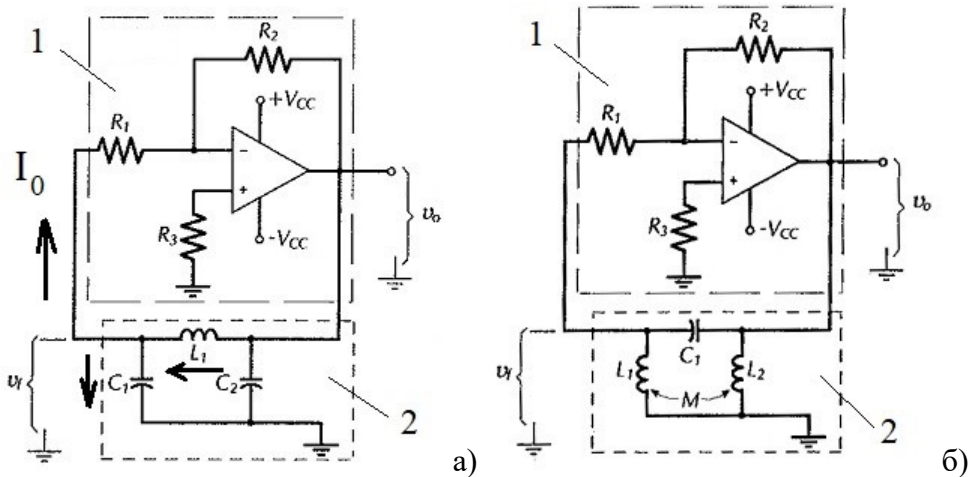
Общий коэффициент усиления цепи определяется как $K = K_{ус}K_{ос}$, где $K_{ус} > 1$ – коэффициент усиления сигнала усилителем, $K_{ос} < 1$ – коэффициент ослабления сигнала в цепи обратной связи. Так как сигнал испытывает в цепи обратной связи ослабление, то она играет роль **аттенюатора** (от франц. attenuer – ослаблять), то есть устройства, противоположного по своей функции усилителю.

При использовании инвертирующего усилителя, создающего фазовое смещение 180° , фазовое смещение сигнала в цепи ПОС также должно составлять 180° . Подвод внешней энергии к генератору производится в виде постоянного напряжения $U_{пит}$ питания усилителя. Для получения колебаний определенной частоты в прямую цепь генератора вводится резонансный элемент (**полосовой фильтр** ПФ), избирательно пропускающий сигнал необходимой частоты. При подаче питания на усилитель на его выходе возникают электронные шумы, содержащие широкую полосу частот. Из спектра этих шумов с помощью фильтра выделяется необходимая частотная составляющая, которая поступает на вход усилителя. Таким образом, начальный сигнал на входе усилителя появляется за счет резонансного выделения определенной частотной составляющей выходных электронных шумов усилителя, а рабочая частота генератора определяется собственной частотой полосового фильтра.

В случае работы с емкостными ПП электронный автогенератор используется для преобразования вызванного изменением измеряемой физической величины приращения емкости в частотный информационный сигнал. Такой подход особенно удобен в **телеметрических системах**, то есть измерительных системах с дистанционной передачей сигнала: выходной сигнал автогенератора может использоваться в этом случае для **частотной модуляции** (плавного изменения частоты в зависимости от значения измеряемой величины) передатчика телеметрической системы. Конструктивно емкостной ПП является составной частью полосового фильтра автогенератора, реализуемого в виде резонансного LC-контура.

Полосовой фильтр может находиться и в цепи обратной связи. В этом случае он обеспечивает функции аттенюатора и фазосдвигающего элемента. В качестве примеров на рис. 53 приведены практические схемы построения автогенераторов на основе инвертирующего *операционного усилителя* (ОУ).

ОУ представляет собой дифференциальный усилитель постоянного тока (УПТ), выполненный в виде интегральной микросхемы. Под УПТ понимают усилитель, диапазон усиливаемых частот для которого содержит нулевую частоту.



1 – усилитель, 2 – цепь ПОС, v_o – выходное напряжение, v_f – напряжение ПОС

Рис. 53. Автогенераторы на основе операционного усилителя

Дифференциальный усилитель имеет два входа (*инвертирующий вход*, обозначаемый знаком «-» или кружком \circ , и *неинвертирующий вход*, обозначаемый знаком «+») и усиливает разность напряжений на своих входах. Изначально ОУ разрабатывались для выполнения математических операций (сложение, вычитание, интегрирование, дифференцирование и т.п.) над непрерывными (аналоговыми) сигналами, что объясняет их название. ОУ обязательно имеет 5 терминалов: два входа, выход и два терминала питания ($+V_{cc}$ и $-V_{cc}$). Обычно используется биполярное питание, например, ± 15 В.

Резистор R_2 находится в так называемой цепи *отрицательной обратной связи* (ОСС). У идеального ОУ в установившемся режиме работы на обоих входах устанавливается одинаковое значение напряжения: это достигается благодаря наличию ОСС – напряжение, создаваемое в цепи ОСС, компенсирует разность напряжений между входами. При расчете ОУ данное свойство учитывается с помощью предположения о *виртуальном замыкании входов*: входные терминалы ОУ условно считаются соединенными накоротко, что соответствует одинаковому потенциалу. У идеального ОУ также равны нулю токи, протекающие через его входные терминалы, что соответствует бесконечному внутреннему сопротивлению. У реального ОУ эти токи отличны от нуля и, несмотря на свое малое значение, могут создавать ошибки в работе ОУ. Поэтому они компенсируются с помощью резистора R_3 , подключенного к неинвертирующему входу и рассчитываемого как $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Коэффициент усиления легко рассчитывается для случая ОУ с заземленным неинвертирующим входом и остается таким же для случая ОУ с компенсационным резистором R_3 . Если не-

инвертирующий вход заземлен, то инвертирующий вход в силу предположения о виртуальном замыкании также может считаться заземленным. Поэтому падение напряжения на резисторе R_1 совпадает с входным (подлежащим усилению) напряжением $U_{вх}$:

$$U_{вх} = I_0 R_1.$$

Так как токи через входные терминалы ОУ равны нулю, то ток I_0 полностью протекает через резистор R_2 ОСС и падение напряжения на нем будет определяться выражением $I_0 R_2$. В силу предположения о виртуальном замыкании

$$U_{ввых} + I_0 R_2 = 0,$$

то есть отрицательное (сдвинутое по фазе на 180° относительно входного напряжения) выходное напряжение компенсируется положительным падением напряжения на резисторе ОСС.

Коэффициент усиления $K_{ус}$ будет определяться выражением

$$K_{ус} = \frac{U_{ввых}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Знак « \rightarrow » обычно не учитывается и указывает на наличие фазового смещения в 180° между входным и выходным напряжениями.

В *генераторе Колпитца (трехточечном емкостном генераторе)* (рис. 53, а) полосовой фильтр представляет собой параллельный LC -контур, в одну из ветвей которого включена индуктивность L_1 , а во вторую ветвь – последовательно соединенные емкости C_1 и C_2 (одна из которых может представлять собой емкостной ПП). В общем случае LC -контур будет содержать три реактивных сопротивления, два из которых имеют одинаковую природу (емкостную в схеме Колпитца и индуктивную в схеме Хартли): в зависимости от характера этих сопротивлений схему называют емкостной или индуктивной. Название «трехточечный генератор» связано с тем, что LC -контур имеет три точки связи с цепью генератора: одну с выходом усилителя, вторую – с входом усилителя и третью – с землей. Резисторы R_1 и R_2 определяют коэффициент усиления усилителя. Собственная частота LC -контура в случае генератора Колпитца определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{общ}}},$$

где $C_{общ} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$ – общая емкость контура.

Элементы L_1 и C_1 выполняют роль делителя напряжения. Так как контур работает в режиме резонанса токов, то ток I_0 в неразветвленной части цепи равен нулю и токи через индуктивность L_1 и емкость C_1 одинаковы, то есть

$$\frac{(\dot{v}_o - \dot{v}_f)}{jX_{L1}} = -\frac{\dot{v}_f}{jX_{C1}},$$

где $X_{L1} = 2\pi f_0 L_1$ – индуктивное сопротивление; $X_{C1} = 1/2\pi f_0 C_1$ – емкостное сопротивление; \dot{v}_o , \dot{v}_f – комплексные (учитывающие фазу) амплитудные значения выходного сигнала и сигнала ПОС.

Комплексный коэффициент ослабления сигнала

$$K_{ос} = \frac{\dot{v}_f}{\dot{v}_o} = \frac{X_{C1}}{(X_{C1} - X_{L1})}.$$

Так как при резонансе

$$X_{L1} = X_{C1} + X_{C2},$$

то

$$K_{oc} = -\frac{X_{C1}}{X_{C2}} < 0.$$

Отрицательный коэффициент ослабления соответствует сдвигу фазы в 180° между напряжением ПОС и выходным напряжением.

Для того чтобы сигнал подвергался ослаблению, необходимо, чтобы выполнялось условие

$$|K_{oc}| < 1,$$

что возможно в случае

$$C_1 > C_2.$$

Сдвиг фазы в 180° создается элементами L_1 и C_1 следующим образом. Индуктивность L_1 создает фазовое смещение тока $\Delta\varphi_1 = -\pi/2$ по отношению к выходному напряжению. Через конденсатор C_1 протекает тот же ток, по отношению к которому конденсатор смещает напряжение ПОС на $\Delta\varphi_2 = -\pi/2$. Таким образом, фазовое смещение между напряжением ПОС и выходным напряжением составляет $\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = -\pi$.

В случае *генератора Хартли (трехточечного индуктивного генератора)* (рис. 53, б) собственная частота LC-контура определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{общ}}C_1}},$$

где $L_{\text{общ}} = L_1 + L_2 + 2M$ – общая индуктивность контура.

Взаимоиндуктивность M учитывается в случае, когда катушки контура намотаны на общий сердечник.

Примером практического применения емкостных датчиков положения является тачпад, в котором могут использоваться изменение собственной емкости или изменение взаимной емкости (рис. 54).

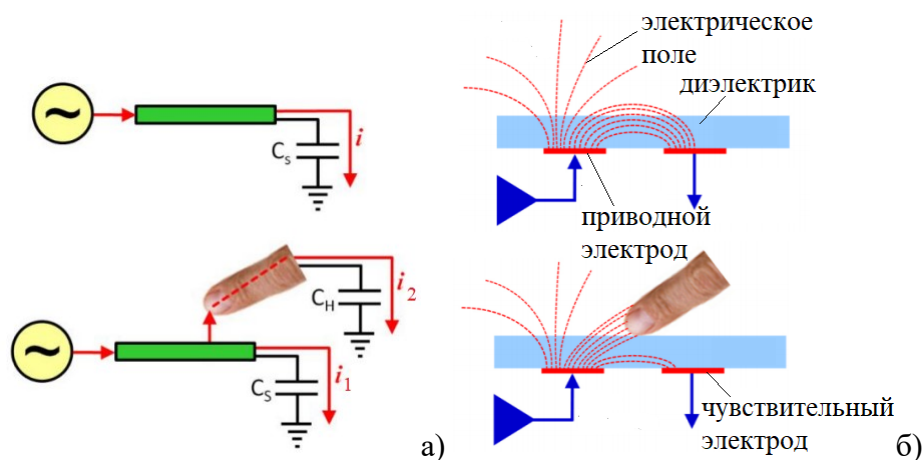


Рис. 54. Варианты построения тачпада:

а) с изменением собственной емкости; б) с изменением взаимной емкости

При использовании схемы с изменением собственной емкости (рис. 54, а) приближение заземленного проводника, например, пальца, к верхнему электро-

ду конденсатора приводит к формированию дополнительной (паразитной) емкости C_H , соединенной параллельно с основной емкостью C_S . Результирующая емкость при этом увеличивается. При использовании схемы с изменением взаимной емкости (рис. 54, б) проводник вносится в электрическое поле между приводным и чувствительным электродами. При этом часть силовых линий поля замыкается на проводник, в результате чего на нем формируется заряд. Заряд, формируемый на чувствительном электроде при этом снижается, что соответствует уменьшению емкости конденсатора, образованного приводным и чувствительным электродами.

Для определения координат (x, y) точки касания используется сетка из электродов, нижний слой которой состоит из нескольких направленных вдоль координаты x параллельных рядов соединенных между собой приводных электродов, а верхний слой – из нескольких рядов направленных вдоль координаты y соединенных между собой чувствительных электродов (рис. 55, а).

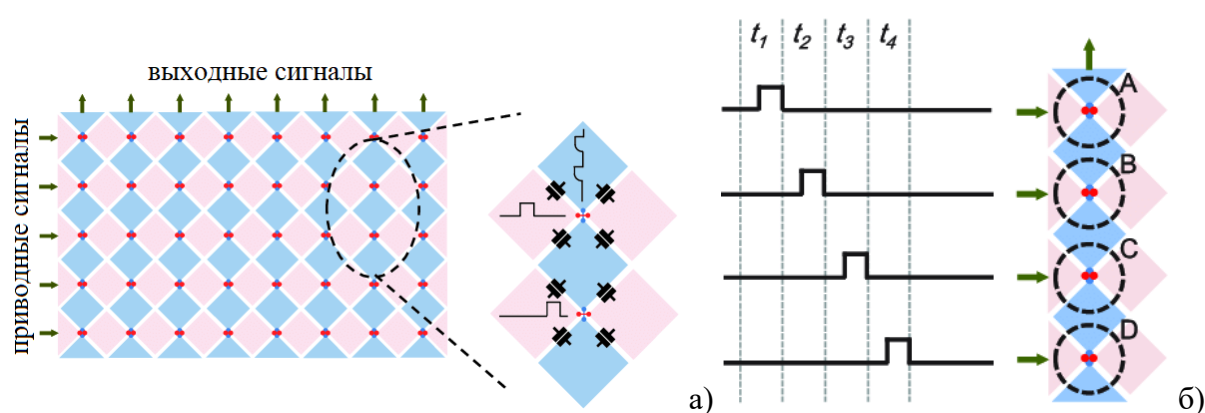


Рис. 55. Конструкция электродов тачпада (а) и схема опроса датчика (б)

Координата x точки касания определяется положением вертикального ряда чувствительных электродов, в котором происходит изменение емкости. Простейшим вариантом определения координаты y точки касания является последовательный опрос всех рядов приводных электродов (рис. 55, б): путем последовательной подачи электрического импульса на каждый из горизонтальных рядов приводных электродов определяется положение ряда, при опросе которого происходит изменение емкости в одном из вертикальных рядов чувствительных электродов.

Аналогичную конструкцию имеют сенсорные экраны (тачскрины): их отличительной особенностью является выполнение электродов из прозрачного материала (ITO).

В качестве примера практического применения емкостных ПП рассмотрим также датчик уровня жидкости (рис. 56).

Особенностью рассматриваемого датчика является то, что он наклеивается на внешнюю поверхность сосуда, уровень жидкости в котором подлежит определению. Сосуд должен быть изготовлен из диэлектрического материала, такого как стекло, пластмасса и т.п. Датчик состоит из гибкой полимерной подложки, на которую нанесены под углом 45° электроды, образующие между собой конденсаторы.



Рис. 56. Емкостной датчик уровня жидкости

В зависимости от уровня жидкости силовые линии электрического поля, проходящие между соседними электродами, проходят либо через стенку сосуда и воздух, либо через стенку сосуда и жидкость, либо через стенку сосуда и частично через жидкость и воздух. Это приводит к изменению емкости конденсатора. Наклонное расположение электродов обеспечивает непрерывное изменение емкости.

4.2 Индуктивные преобразователи

Индуктивные преобразователи основаны на использовании в качестве чувствительного элемента катушки с магнитопроводом, индуктивное сопротивление которой изменяется в зависимости от значения измеряемой физической величины. Такие преобразователи могут использоваться для измерения линейных и угловых перемещений, сил, давления и других параметров. Как известно, индуктивность L катушки, расположенной на магнитопроводе, определяется формулой

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

где w – число витков катушки, Z_M – магнитное сопротивление магнитопровода.

Если две катушки с числом витков w_1 и w_2 расположены на общем магнитопроводе, то их взаимоиндуктивность M определяется по формуле

$$M = \frac{w_1 w_2}{Z_M}.$$

Магнитное сопротивление, в свою очередь, определяется формулой

$$Z_M = \sqrt{(R_M)^2 + (X_M)^2},$$

то есть состоит, как и полное электрическое сопротивление, из активной R_M и реактивной X_M частей.

Активная часть магнитного сопротивления определяется формулой

$$R_M = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_0 \mu_i S_i} + \frac{\delta}{\mu_0 S},$$

где l_i – длина i -го участка магнитопровода с постоянной площадью поперечного сечения S_i и постоянной относительной магнитной проницаемостью μ_i , μ_0 – магнитная постоянная (магнитная проницаемость вакуума), δ – толщина воздушного зазора, S – площадь поперечного сечения воздушного зазора.

Реактивная часть магнитного сопротивления определяется формулой

$$X_m = \frac{P}{\omega\Phi^2},$$

где P – мощность потерь в магнитопроводе, обусловленных вихревыми токами и гистерезисом; ω – круговая частота тока; Φ – магнитный поток в магнитопроводе.

Из анализа приведенных формул вытекают четыре схемы построения индуктивных ПП:

1) **Преобразователи с изменением толщины воздушного зазора.** Пример использования индуктивного ПП этого типа в качестве датчика давления приведен на рис. 57, а.

Упругий чувствительный элемент в виде скрученной (спиральной) трубки Бурдона преобразует давление в крутильную деформацию, которая преобразуется в электрический сигнал с помощью индуктивного преобразователя. Преобразователь состоит из Ш-образного ферромагнитного сердечника, на который намотаны две катушки L_1 и L_2 , и подвижной части (**якоря**) в виде пластины из ферромагнитного материала, приваренной к концу трубки Бурдона. Для минимизации потерь на вихревые токи сердечник набран из тонких пластин: это позволяет повысить сопротивление за счет уменьшения площади поперечного сечения пластин. Аналогичный прием используется в силовых трансформаторах. При подаче в трубку давления происходит поворот связанного с ней якоря, в результате чего воздушный зазор между якорем и одной из катушек уменьшается, а воздушный зазор между якорем и второй катушкой увеличивается. Соответственно, индуктивность первой катушки увеличивается, а индуктивность второй катушки снижается. Катушки включаются в смежные плечи моста переменного тока. При необходимости преобразователь может содержать дополнительный сердечник с катушками.

2) **Преобразователи с изменением площади поперечного сечения воздушного зазора.** Примеры использования преобразователей этого типа в качестве датчиков линейных перемещений x и угловых перемещений α приведены на рис. 57, б. Использование кулачка 1 определенного профиля позволяет получить определенную функциональную зависимость между изменением индуктивности и углом поворота α .

3) **Преобразователи с изменением магнитных свойств материала сердечника.** В преобразователях этого типа может использоваться, например, **обратный магнитострикционный эффект (магнитоупругий эффект, эффект Виллари)**, который состоит в изменении намагниченности ферромагнитных материалов в результате механической деформации. Так как намагниченность M связана с напряженностью H воздействующего на материал магнитного поля зависимостью $M = \mu_0\mu H$, то при постоянной напряженности поля (заданной силе тока в создающей поле катушке) изменение намагниченности в результате механической деформации равносильно изменению относительной магнитной проницаемости μ . В качестве примера на рис. 57, в приведена схема магнитоупругого трансформаторного преобразователя силы.

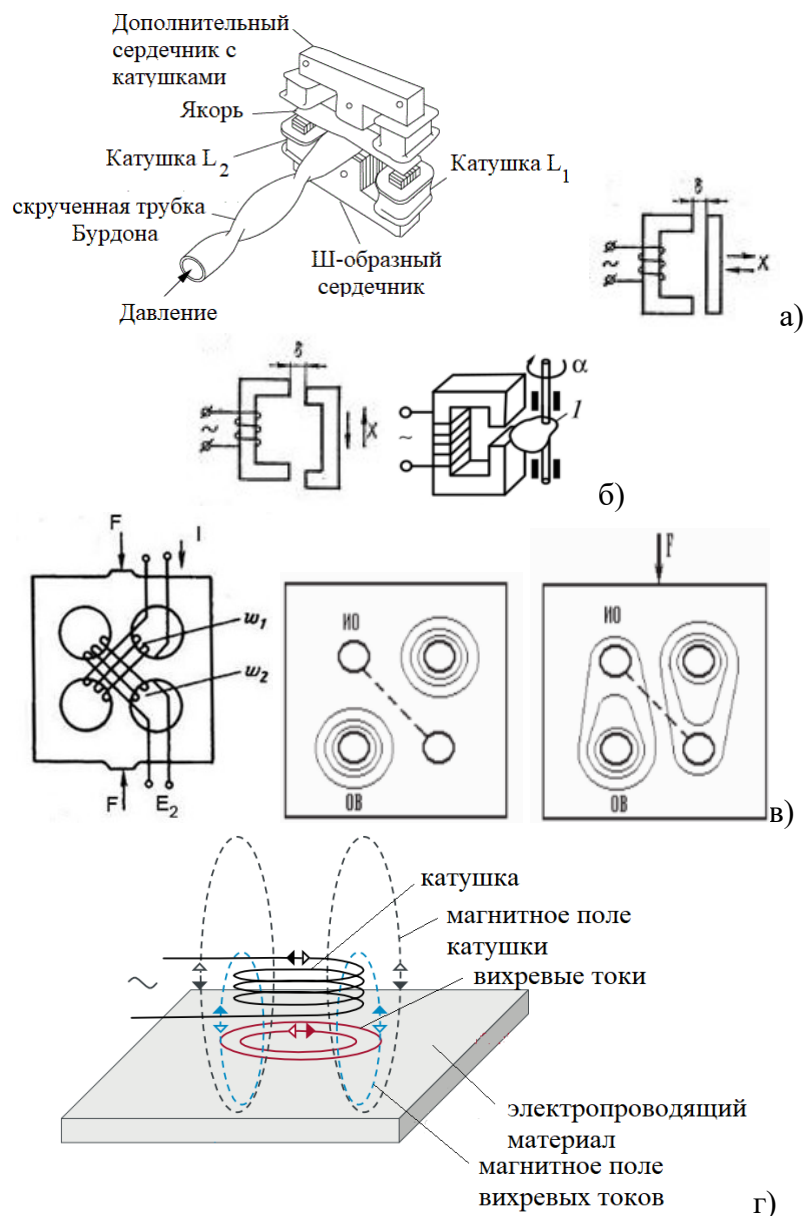


Рис. 57. Основные схемы построения индуктивных преобразователей

У **трансформаторных индуктивных преобразователей** под действием измеряемой физической величины изменяется взаимоиндуктивность обмоток, расположенных на общем сердечнике. Одна из обмоток (обмотка возбуждения ОВ) питается переменным током I , а со второй обмотки (измерительной обмотки ИО) снимается ЭДС E_2 , зависящая от измеряемой физической величины. По своей функции обмотка возбуждения и измерительная обмотка аналогичны первичной и вторичной обмоткам силового трансформатора, однако у силового трансформатора коэффициент трансформации является постоянным, а у трансформаторного индуктивного преобразователя он изменяется в зависимости от значения измеряемой физической величины. Обмотки магнитоупругого преобразователя располагаются под углом $\pm 45^\circ$ по отношению к направлению действия силы F . При $F = 0$ силовые линии магнитного поля, создаваемого обмоткой возбуждения, имеют круговую форму, а при $F > 0$ их форма искажается, что приводит к изменению магнитного потока, пронизывающего измерительную обмотку, и, соответственно, к изменению величины индуцируемой в ней ЭДС.

4) **Преобразователи с изменением мощности потерь.** Данный тип преобразователей используется, например, в качестве **датчиков приближения**, позволяющих обнаруживать присутствие, приближение и удаление различных объектов. Как показано на рис. 57, г, магнитное поле, создаваемое катушкой, пронизывает объект из электропроводящего материала и индуцирует в нем вихревые токи. Если объект изготовлен из парамагнитного материала с относительной магнитной проницаемостью, близкой к единице, то магнитная проницаемость объекта слабо отличается от магнитной проницаемости воздуха и, соответственно, наличие объекта мало влияет на активную часть магнитного сопротивления магнитопровода катушки. В то же время, наличие объекта приводит к появлению вихревых токов и, соответственно, к увеличению мощности потерь и зависящей от них реактивной части магнитного сопротивления. Это приводит к снижению индуктивности катушки. Снижение индуктивности при внесении объекта в поле катушки может быть также объяснено тем, что индуцируемые в объекте вихревые токи создают собственное магнитное поле, направленное противоположно основному магнитному полю катушки. В итоге происходит снижение результирующего магнитного потока Φ и в соответствии с формулой $\Phi = LI$ при заданной силе тока I наблюдается уменьшение индуктивности катушки. Описанный принцип помимо датчиков приближения используется в **вихретоковых дефектоскопах**, которые позволяют выявлять дефекты в изделиях из электропроводящих материалов.

Как и в случае емкостных ПП, включение индуктивных ПП производится в мостовую схему переменного тока или в колебательный контур автогенератора. Частота питания мостовой схемы обычно составляет от 2 до 15 кГц.

На рис. 58 представлены некоторые дополнительные схемы построения индуктивных преобразователей.

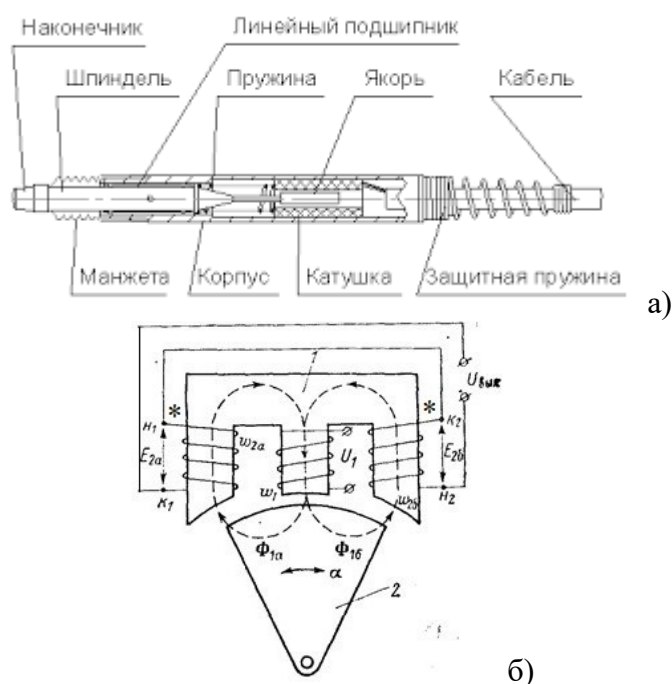


Рис. 58. Дополнительные схемы построения индуктивных преобразователей

В частности, на рис. 58, а приведена схема индуктивного *преобразователя соленоидного типа (с разомкнутым магнитопроводом)*. Такие преобразователи могут использоваться для измерения больших перемещений, а также используются в качестве контактных датчиков линейных размеров. Принцип действия преобразователя основан на изменении индуктивности соленоида (катушки, длина которой значительно больше ее диаметра) при перемещении внутри него ферромагнитного якоря.

На рис. 58, б представлена схема дифференциального индуктивного преобразователя угла поворота α . Преобразователь состоит из обмотки возбуждения, питаемой переменным напряжением U_1 , и двух одинаковых измерительных обмоток, в которых индуцируются ЭДС E_{2a} и $E_{2б}$. Измерительные обмотки соединяются между собой по *встречной схеме*, в результате чего в симметричном положении якоря ЭДС E_{2a} и $E_{2б}$ компенсируют друг друга и выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ равно нулю. Технически встречная схема соединения обмоток реализуется путем соединения начала n_1 одной обмотки с концом k_2 второй обмотки при противоположных направлениях намотки либо путем соединения начала n_1 одной обмотки с началом n_2 второй обмотки при одинаковых направлениях намотки. На схеме встречное включение обозначается звездочками * или точками • у соединенных между собой концов обмоток. При повороте якоря изменяется площадь поперечного сечения воздушного зазора между якорем и стержнями измерительных обмоток, что приводит к нарушению баланса индуцируемых в них ЭДС и появлению отличного от нуля напряжения $U_{\text{вых}}$, зависящего от угла поворота.

В качестве примера практического применения индуктивных преобразователей на рис. 59 приведена схема конструкции датчика углового положения с печатными обмотками, проводники которых сформированы путем травления электропроводящего слоя печатной платы.

Датчик состоит из спиральной передающей катушки, создающей высокочастотное магнитное поле, пронизывающее витки двух приемных катушек. Приемные катушки имеют друг относительно друга угловое смещение, в результате чего индуцируемые в них напряжения имеют взаимное фазовое смещение 90° . В связи с этим одну из приемных катушек называют синусной, а вторую – косинусной, а саму схему измерения – *квадратурной* (два гармонических сигнала находятся в квадратуре, если фазовое смещение между ними составляет 90°). Для того чтобы в точках пересечения витки не контактировали друг с другом гальванически, витки выполняются состоящими из множества сегментов, последовательно проходящих по верхней и нижней поверхностям платы и связанных между собой сквозными соединениями в виде металлизированных отверстий. Датчик имеет ротор, выполненный из парамагнитного материала с высокой электропроводностью. При отсутствии ротора напряжения, индуцируемые в приемных катушках, компенсировали бы друг друга. При помещении ротора в магнитное поле передающей катушки в нем индуцируются вихревые токи, создающие собственные магнитные поля, в результате чего изменяется распределение магнитного поля, пронизывающего приемные катушки, и индуцируемые в них напряжения перестают компенсировать друг друга.

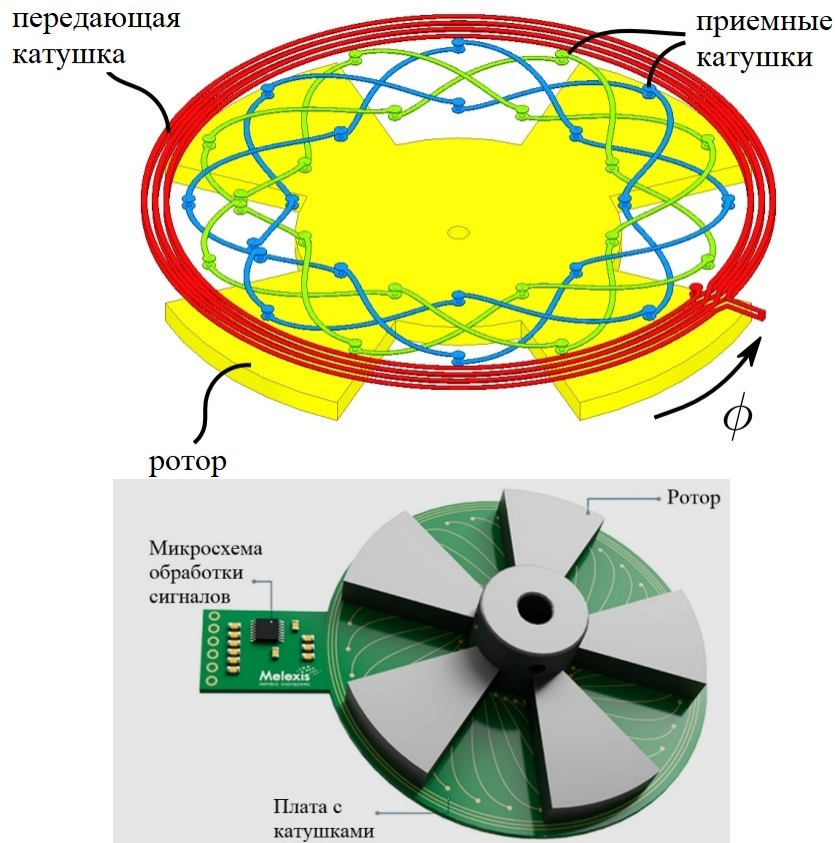
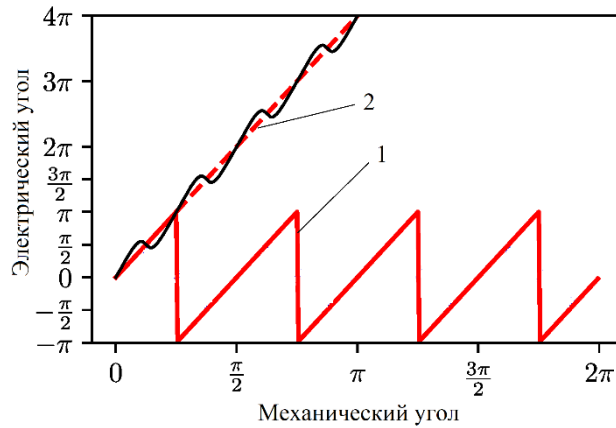


Рис. 59. Индуктивный датчик углового положения с печатными обмотками

Сигналы в приемных катушках представляют собой сигналы с **амплитудной модуляцией**, то есть колебания на **несущей частоте** (частоте изменения магнитного поля передающей катушки) с амплитудой, медленно (по сравнению с несущей частотой) изменяющейся в зависимости от угла поворота. Так как несущая частота не содержит полезной информации, то для обработки сигналов ее удаляют путем **демодуляции**, в результате которой сохраняется только низкочастотная огибающая амплитудно-модулированного сигнала, несущая информацию об изменении угла поворота. Для определения угла поворота вначале рассчитывается приведенный электрический угол $\varphi_{\text{пр.эл}} = \text{atan2}(U_{\sin}, U_{\cos})$, принимающий значения от $-\pi$ до π , где U_{\sin} и U_{\cos} – мгновенные значения демодулированного сигнала в синусной и косинусной приемных катушках. Электрический угол связан с механическим углом φ поворота зависимостью $\varphi_{\text{эл}} = p\varphi$, где p – количество полюсов ротора. Функция $\text{atan2}(v_y, v_x)$ определяет угол поворота вектора \mathbf{v} по его проекциям v_y и v_x на соответствующие координатные оси. Обычная одноаргументная арктангенсная функция $\text{arctg}(y/x)$ дает значения от $-\pi/2$ до $\pi/2$ и не позволяет определить угловое положение точек (x, y) , лежащих в левой полуплоскости. Для определения истинного электрического угла, который может принимать любые значения в зависимости от числа совершенных ротором полных оборотов, используются алгоритмы **развертывания фазы**, в результате применения которых разрывная функция изменения приведенного электрического угла превращается в непрерывную функцию изменения истинного электрического угла (рис. 60).



1 – приведенный электрический угол, 2 – истинный электрический угол
 Рис. 60. Развертывание фазы для индуктивного преобразователя с $p = 4$

5. Фотоэлектрические преобразователи

Фотоэлектрические преобразователи основаны на преобразовании создаваемого источником света светового потока, характеристики которого изменяются под действием измеряемой физической величины, в электрический сигнал. Конструктивно фотоэлектрический ПП состоит из источника излучения, оптического канала и приемника излучения (рис. 61).

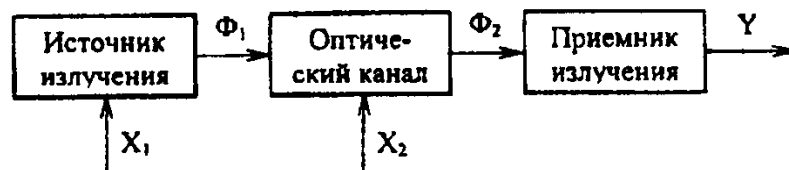


Рис. 61. Структурная схема фотоэлектрического ПП

Измеряемая физическая величина X может воздействовать как на сам источник излучения, модулируя создаваемый им световой поток Φ_1 (или иные характеристики излучения), так и на оптический канал, преобразующий создаваемый источником постоянный световой поток Φ_1 в зависящий от измеряемой величины световой поток Φ_2 , воздействующий на приемник. В качестве источников излучения в фотоэлектрических преобразователях могут использоваться **светоизлучающие диоды** (СИД) и лазеры. Принцип действия СИД может быть объяснен на основе зонной теории полупроводников. Как показано на рис. 62, электроны, находящиеся в зоне проводимости, могут рекомбинировать с дырками: высвобождающаяся при этом избыточная энергия выделяется в форме светового излучения.

Структура СИД основана на р-п-переходе, то есть на контакте двух полупроводников с противоположными типами проводимости. Рекомбинация электронов и дырок происходит в области контакта при протекании через него электрического тока: в этом случае электроны из полупроводника с проводимостью п-типа проникают в полупроводник с проводимостью р-типа и рекомбинируют с содержащимися в нем дырками. Ток протекает через СИД при использовании **прямого включения**, то есть при подаче отрицательного потенциала на область с проводимостью п-типа. Условное обозначение СИД аналогично обозначению

обычного выпрямительного диода и отличается от него наличием стрелок, схематически изображающих падающий на СИД световой поток (рис. 63, а).

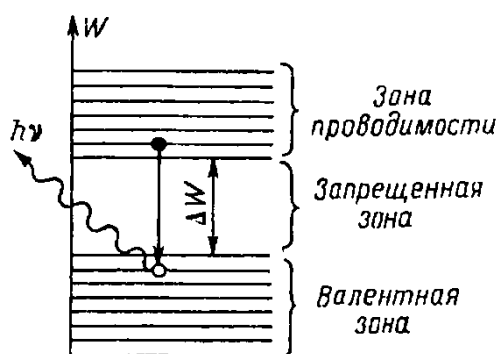


Рис. 62. Схема, поясняющая принцип действия СИД

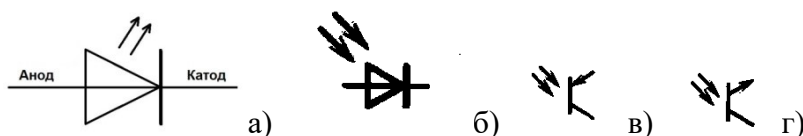


Рис. 63. Условные обозначения элементов, используемых в фотоэлектрических ПП

В качестве материалов СИД используются преимущественно составные полупроводники типа $A^{III}B^V$ (таблица 2).

Таблица 2 – Материалы, используемые для изготовления СИД

Цвет	Длина волны, нм	Материал
Инфракрасный	> 760	арсенид галлия GaAs арсенид галлия-алюминия AlGaAs
Красный	610..760	арсенид галлия-алюминия AlGaAs арсенид-фосфид галлия GaAsP фосфид индия-галлия-алюминия AlGaInP фосфид галлия GaP
Оранжевый	590..610	арсенид-фосфид галлия GaAsP фосфид индия-галлия-алюминия AlGaInP фосфид галлия GaP
Желтый	570..590	арсенид-фосфид галлия GaAsP фосфид индия-галлия-алюминия AlGaInP фосфид галлия GaP
Зеленый	500..570	арсенид-фосфид галлия GaAsP фосфид индия-галлия-алюминия AlGaInP фосфид галлия GaP нитрид галлия-индия/нитрид галлия InGaN/GaN
Голубой	450..500	селенид цинка ZnSe нитрид галлия-индия InGaN
Фиолетовый	400..450	нитрид галлия-индия InGaN
Ультрафиолетовый	< 400	алмаз C (235 нм) нитрид бора BN (215 нм) нитрид алюминия AlN (210 нм) нитрид галлия-алюминия AlGaN нитрид индия-галлия-алюминия AlGaInN (до 210 нм)

Основными характеристиками излучения лазерных источников являются монохроматичность и когерентность. Под **монохроматичностью** понимают постоянство длины волны лазерного излучения, то есть каждый тип лазеров генерирует излучение со строго определенной длиной волны. Под **когерентностью** понимают согласованность нескольких колебательных процессов одинаковой частоты по фазе. Если разделить лазерный луч на две части, то между колебаниями электрического поля в них будет сохраняться определенное фазовое соотношение: если оба луча прошли одинаковый путь, то колебания будут происходить в одинаковой фазе, а при прохождении разных по величине путей между колебаниями будет возникать определенное фазовое смещение, пропорциональное разности хода лучей. Когерентность является необходимым условием возникновения **интерференции**. Явление интерференции заключается в неаддитивном взаимодействии двух монохроматических волн равной частоты, имеющих фазовое смещение друг по отношению к другу. Под неаддитивностью взаимодействия понимается то, что результирующая напряженность $E_{рез}$ электрического поля при интерференции не является простой арифметической суммой напряженностей E_1 и E_2 полей интерферирующих волн, а определяется путем геометрического (векторного) суммирования по формуле $E_{рез} = E_1 + E_2$, где угол θ между векторами E_1 и E_2 определяется фазовым смещением между интерферирующими волнами (рис. 64).

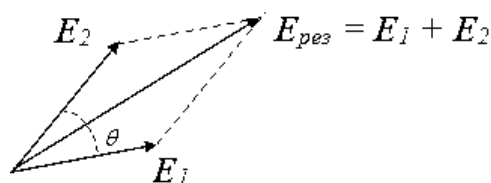


Рис. 64. Сложение напряженностей полей при интерференции

При одинаковом направлении векторов E_1 и E_2 (фазовом смещении вида $2n\pi$, где n – целое число) возникает **конструктивная интерференция**, при которой модуль результирующей напряженности $E_{рез}$ принимает максимальное значение: в случае волн с одинаковой интенсивностью результирующая интенсивность удваивается. При противоположном направлении векторов E_1 и E_2 (фазовом смещении вида $(2n + 1)\pi$, где n – целое число) возникает **деструктивная интерференция**, при которой модуль результирующей напряженности $E_{рез}$ принимает минимальное значение: в случае волн с одинаковой интенсивностью результирующая интенсивность становится равной нулю.

На рис. 65 приведена схема измерения линейных перемещений с помощью лазерного излучения, основанная на использовании **интерферометра Майкельсона**.

Луч лазера, поляризованный под углом 45° , делится поляризационным светоделителем на две части, одна из которых (измерительный луч) поляризована в вертикальной плоскости и взаимодействует с уголковым отражателем (ретрорефлектором), установленным на объекте, перемещения которого необходимо измерить, а вторая (опорный луч) поляризована в горизонтальной плоскости. Измерительный и опорный лучи приобретают фазовое смещение, зависящее от положения подвижного ретрорефлектора, и рекомбинируются между собой на

фотоприемнике, который преобразует результат их интерференции в электрический сигнал.

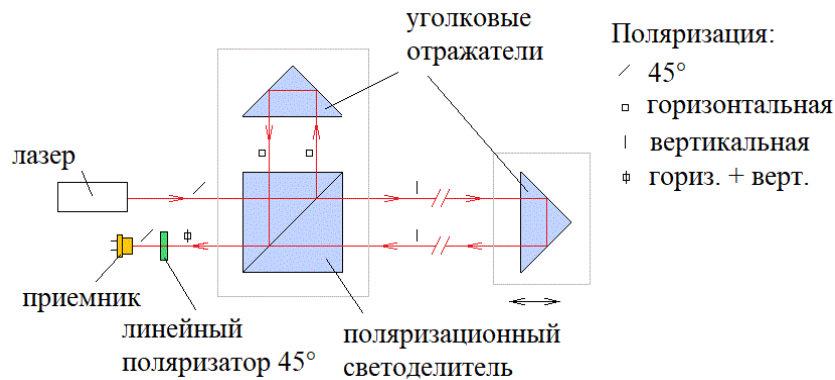


Рис. 65. Схема преобразователя линейных перемещений на основе интерферометра Майкельсона

В преобразователях на основе **эффекта самосмещения** взаимодействие лазерного излучения с объектом измерения приводит к изменению параметров работы источника излучения. Это является частным случаем так называемого **автодинного метода измерения**, суть которого состоит в регистрации изменений в режимах работы автогенератора, вызванных его взаимодействием с объектом измерения. Как показано на рис. 66, **оптический резонатор** лазера состоит из двух зеркал 1 и 2 с коэффициентами отражения $r_1 \approx 1$ («глухое» зеркало с коэффициентом отражения близким к 100 %) и $r_2 < 1$ (частично пропускающее зеркало).

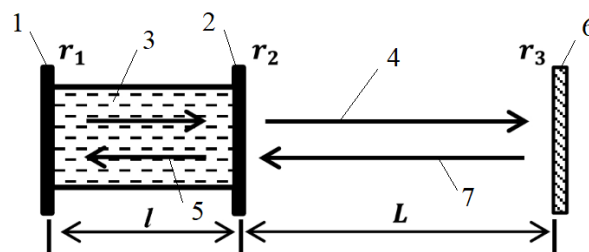


Рис. 66. Принцип работы преобразователей на основе эффекта самосмещения

Между зеркалами находится **активная среда 3**, выполняющая функции резонансного и усилительного элементов (коэффициент усиления имеет резонансную зависимость от длины волны излучения). Частично пропускающее зеркало выполняет две функции: оно позволяет лазерному излучению покидать резонатор в виде проходящего луча 4 и формирует сигнал ПОС в виде отраженного луча 5. При взаимодействии луча 4 с объектом измерения, поверхность 6 которого имеет коэффициент отражения r_3 , формируется дополнительный сигнал ПОС в виде отраженного луча 7, что влияет на режимы работы автогенератора (лазера). При моделировании работы преобразователя можно считать, что наличие объекта измерения приводит к формированию дополнительного внешнего резонатора с длиной L , величина которой влияет на мощность создаваемого лазером оптического излучения и, соответственно, на потребляемую им электрическую мощность (обычно используются полупроводниковые лазеры (ла-

зерные диоды) с электрической (токовой) накачкой: под **накачкой** понимают подвод к активной среде лазера внешней энергии, по аналогии с подводом напряжения питания к усилителю электронного автогенератора). Оптическая мощность будет определяться формулой

$$P = P_0 \cdot \left(1 + m \cdot \cos \left(\frac{4\pi n_{cp} L}{\lambda} \right) \right),$$

где P_0 – мощность излучения при отсутствии внешней ПОС; n_{cp} – показатель преломления среды внешнего резонатора; λ – длина волны лазерного излучения; m – коэффициент модуляции, зависящий от коэффициента отражения r_3 .

Максимальная мощность наблюдается при $2L = n\lambda$, где n – целое число, так как в этом случае имеет место конструктивная интерференция лучей 4 и 7, а минимальная мощность – при условии $2L = (2n + 1)\lambda/2$, соответствующем деструктивной интерференции лучей 4 и 7.

Технически возможны три способа наблюдения автодинных изменений в работе лазерного диода (рис. 67).

Первый способ состоит в мониторинге излучаемой диодом оптической мощности с помощью встроенного фотоприемника PD2: многие лазерные диоды содержат интегрированный (находящийся в общем корпусе с излучателем) фотоприемник, сигнал которого может использоваться для автоматической стабилизации мощности излучения. Второй способ заключается в использовании внешнего фотоприемника PD1, на который направляется часть оптического сигнала из внешнего резонатора, ответвляемая с помощью светоделителя. Третий способ основан на мониторинге потребляемой диодом электрической мощности и заключается в измерении падения напряжения V на диоде при его питании стабилизированным источником постоянного тока I_{dc} .

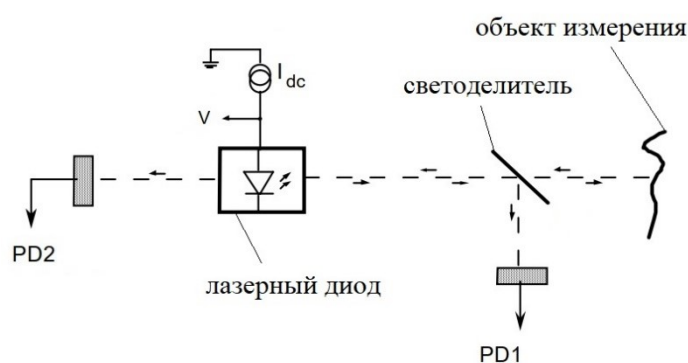


Рис. 67. Способы наблюдения автодинных изменений в работе лазерного диода

Схематичное изображение конструкции лазерного диода с встроенным фотоприемником приведено на рис. 68.

На переднюю поверхность лазерного диода (на рис. 68 находится справа) наносится **антибликовое покрытие**, минимизирующее отражение излучения на границе раздела сред на рабочей длине волны лазера и дающее коэффициент отражения $r_2 = 0,02..0,05$. На заднюю поверхность наносится многослойное диэлектрическое зеркало, обеспечивающее практически полное отражение излучения на рабочей длине волны лазера (коэффициент отражения $r_1 = 0,9..0,95$).

Так как $r_1 < 1$, то незначительная часть излучения выходит через заднюю поверхность диода и воспринимается расположенным рядом с ним фотодиодом.

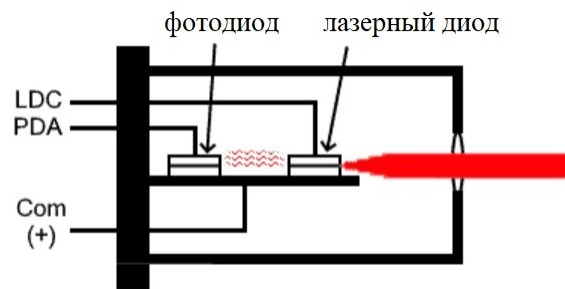


Рис. 68. Схема конструкции лазерного диода

В качестве приемников излучения в фотоэлектрических преобразователях могут использоваться фотодиоды (рис. 63, б) и фототранзисторы (рис. 63, в-г).

Фотодиод представляет собой светочувствительный полупроводниковый элемент, по своей структуре аналогичный обычному выпрямительному диоду, то есть основанный на использовании р-п-перехода. На рис. 69 представлены **вольт-амперные характеристики (ВАХ)** фотодиода.

Как видно из ВАХ, при приложении к фотодиоду напряжения **обратного смещения** $-V_B$ (положительный потенциал к п-области) через него протекает **обратный ток**, величина которого возрастает при увеличении оптической мощности P падающего на диод излучения. При $P = 0$ через фотодиод протекает так называемый **темновой ток**.

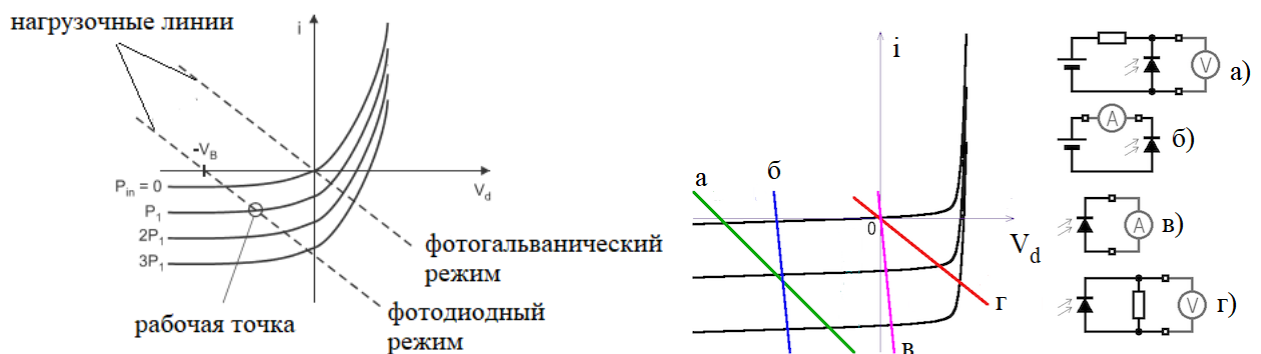


Рис. 69. ВАХ фотодиода и режимы его работы

Фотодиоды, в отличие от СИД, используются в режиме обратного смещения либо нулевого смещения ($V_B = 0$). Режим работы, соответствующий его использованию в 3-м квадранте ВАХ, называется **фотодиодным режимом** (или **режимом фотопроводимости** – photoconductive mode). При использовании фотодиода в 4-м квадранте ВАХ его режим работы называется **фотогальваническим (фотовольтаическим) режимом** (photovoltaic mode). Рабочая точка фотодиода, то есть значения напряжения на нем и силы протекающего через него тока, определяется как точка пересечения кривой ВАХ с **нагрузочной линией**, проходящей через точку $(-V_B, 0)$ для фотодиодного режима и через точку $(0, 0)$ для фотогальванического режима. Угол наклона нагрузочной линии определяется как $-1/R$, где R – сопротивление нагрузочного резистора, включенного последовательно с фотодиодом. Обычно используются схемы измерения, в ко-

торых $R \rightarrow 0$ и измеряется изменение обратного тока, протекающего через диод, при постоянном падении напряжения на нем (рис. 69, б-в), однако могут использоваться и схемы, в которых измеряется изменение падения напряжения на фотодиоде, включенном последовательно с нагрузочным резистором $R > 0$ (рис. 69, а, г). На рис. 69 условно показано измерение напряжения и тока с помощью вольтметра и амперметра. На практике, так как речь идет о малых токах и малых изменениях напряжения, используют ОУ. При использовании схем, приведенных на рис. 69, а, г, может применяться усилитель напряжения на основе ОУ. При использовании схем, основанных на измерении тока, применяется преобразователь тока в напряжение на основе *трансимпедансного усилителя* (ТИУ), схема которого представлена на рис. 70, а.

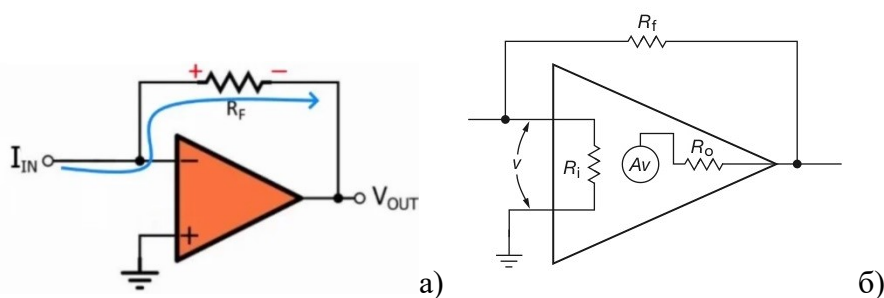


Рис. 70. Схема ТИУ (а) и его эквивалентная схема (б)

Наиболее простая схема ТИУ представляет собой ОУ с заземленным неинвертирующим входом, в цепь ООС которого включен большой по величине резистор R_F . Так как идеальный ОУ имеет бесконечно большое внутреннее сопротивление, то ток через его входные терминалы равен нулю и весь входной ток I_{IN} ТИУ протекает через резистор R_F . Так как ОУ с ООС уравнивает потенциалы на своих входах (виртуальное замыкание входов), то напряжение на инвертирующем входе $V_{IN-} = 0$ и согласно закону Ома $V_{IN-} - V_{OUT} = R_F I_{IN}$, откуда

$$V_{OUT} = -R_F I_{IN},$$

то есть коэффициент усиления (коэффициент преобразования тока в напряжение) определяется величиной резистора R_F .

Сопротивление резистора ООС выбирается таким образом, чтобы избежать насыщения выходного сигнала ТИУ. Например, если необходимо измерять токи до 10 мкА и ОУ имеет напряжение питания ± 15 В, то должно выполняться условие

$$R_F \leq \frac{15 \text{ В}}{10 \text{ мкА}} = 1,5 \text{ МОм}.$$

При использовании большего резистора, например, 2 МОм, будет происходить насыщение выходного сигнала: при токах, превышающих $15 \text{ В} / 2 \text{ МОм} = 7,5 \text{ мкА}$ выходной сигнал усилителя будет оставаться постоянным (+15 В).

В качестве пассивного преобразователя тока в напряжение может быть использован обычный резистор, однако активный преобразователь на основе ТИУ имеет ряд преимуществ:

1) При передаче токового сигнала входное сопротивление Z_{IN} усилителя должно быть как можно более малым (в идеальном случае близким к нулю). В случае использования пассивного преобразователя в виде резистора с большим усилением (большим номинальным сопротивлением) его входное сопротивление

ние также будет большим, так как численно совпадает с номинальным сопротивлением. Более рациональным является использование ТИУ, так как его входное сопротивление может быть сделано достаточно малым. Рассмотрим, каким образом определяется входное сопротивление ТИУ (рис. 70, б). Как показано на эквивалентной схеме, усилитель имеет внутреннее сопротивление входа R_i (у идеального ОУ $R_i \rightarrow \infty$) и внутреннее сопротивление выхода R_o (у идеального ОУ $R_o \rightarrow 0$). В качестве источника выходного сигнала рассматривается внутренний источник напряжения $-AV$, где V – напряжение между входными терминалами ОУ, A – коэффициент усиления при разомкнутом контуре ОСС (для идеального ОУ $A \rightarrow \infty$). Так как $V = -V_{OUT}/A$, то для идеального ОУ $V = 0$ (виртуальное замыкание входных терминалов). У реального ОУ A имеет конечное значение (очень большое по величине) и $V \neq 0$ (очень мало по величине). У реального ОУ R_i имеет конечное значение (очень большое по величине) и токи через входные терминалы отличны от нуля (очень малы по величине). Так как входной ток I_{IN} ТИУ для реального ОУ разветвляется на ток цепи ОСС и ток, протекающий через внутреннее сопротивление R_i , то выполняется равенство

$$I_{IN} = \frac{V}{R_i} + \frac{(V - V_{OUT})}{R_F}.$$

Учитывая, что $V_{OUT} = -VA$ и $Z_{IN} = V/I_{IN}$, получим

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{R_i} + \frac{(1+A)}{R_F},$$

то есть входное сопротивление будет определяться как общее сопротивление при параллельном сопротивлении резисторов R_i и $R_F/(1 + A)$.

Так как A имеет очень большое значение, то сопротивление $R_F/(1 + A)$ будет малым по сравнению с R_F (входным сопротивлением пассивного преобразователя), а входное сопротивление будет еще меньше.

2) При использовании пассивного преобразователя в сочетании с емкостными компонентами (в том числе с фотодиодами, обладающими собственной емкостью) он будет обладать большой постоянной времени $\tau = R_F C$, то есть будет иметь узкий частотный диапазон и не будет способен реагировать на быстрые изменения входного сигнала. При включении в цепь ОСС ТИУ емкости C_F параллельно с резистором R_F становится возможной регулировка ширины частотного диапазона преобразователя, так как частота среза будет определяться формулой

$$f_{cp} = \frac{1}{(2\pi \cdot R_F C_F)}.$$

На рис. 71 представлены схемы использования фотодиода с ТИУ в фотодиодном и фотогальваническом режимах.

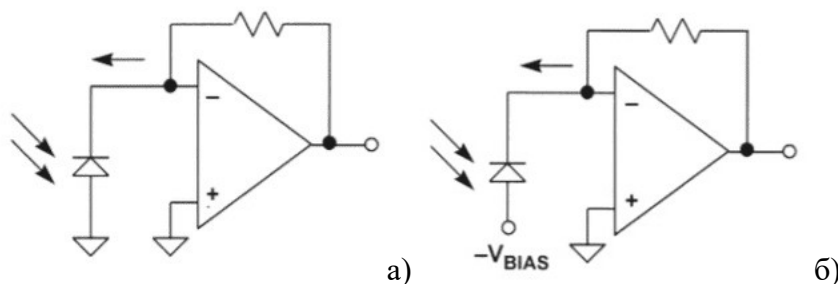


Рис. 71. Схемы использования фотодиода с ТИУ

В обоих случаях ТИУ используется для преобразования обратного тока фотодиода в напряжение. В фотогальваническом режиме (рис. 71, а) напряжение смещения равно нулю и фотодиод включается между входными терминалами ОУ. В этом случае отсутствуют темновой ток и связанные с ним шумы, что делает данный режим оптимальным для регистрации очень слабых световых сигналов. Общий уровень шумов более низкий по сравнению с фотодиодным режимом, а статическая характеристика является линейной. В фотодиодном режиме (рис. 71, б) используется отрицательное напряжение смещения. В этом случае присутствует темновой ток, а статическая характеристика является нелинейной. Данный режим является оптимальным для применений, требующих высокого быстродействия.

Фототранзистор имеет структуру, аналогичную структуре обычного биполярного транзистора, то есть трехслойную структуру р-п-р (рис. 63, в) или п-р-п (рис. 63, г). Сами слои называются **эмиттером** Э (на схеме обозначается стрелкой, направление которой зависит от типа проводимости слоя и указывает направление протекания тока база-эмиттер), **базой** Б и **коллектором** К. В отличие от биполярного транзистора, который имеет три электрических вывода, фототранзистор обычно имеет два вывода (от эмиттера и коллектора). В качестве грубой модели транзистора может рассматриваться последовательное соединение двух диодов (рис. 72).

Такая модель позволяет легко запомнить направление стрелки эмиттера: она направлена от анода к катоду диода, представляющего р-п-переход «база-эмиттер». Наиболее часто используются фототранзисторы типа п-р-п. В этих транзисторах на коллектор подается положительный (по отношению к эмиттеру) потенциал, в результате чего р-п-переход «база-коллектор» может рассматриваться как обратно смещенный фотодиод.

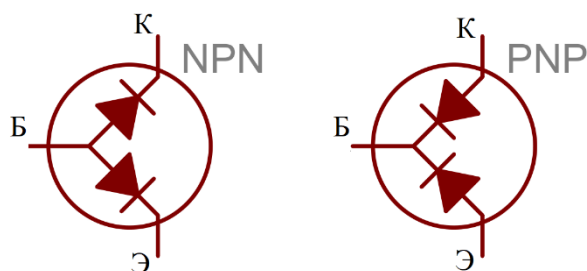


Рис. 72. Упрощенная модель транзистора

При падении светового потока на переход «база-коллектор» через него начинает протекать обратный ток, который усиливается транзистором и преобразуется в падение напряжения резистором R_E , подключенным к эмиттеру (рис. 73).

Преимуществом фототранзисторов по сравнению с фотодиодами являются более высокие значения тока, обусловленные наличием у транзистора усилительных свойств. Недостатком является более низкое быстродействие.

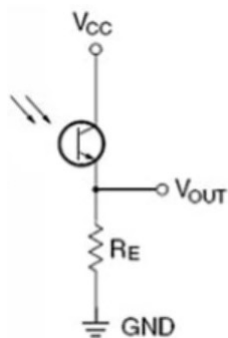


Рис. 73. Схема включения фототранзистора

В качестве примера использования фотоэлектрических преобразователей рассмотрим датчики углового положения (*угловые энкодеры*). Угловые энкодеры делятся на *абсолютные энкодеры*, выходной сигнал которых дает информацию об абсолютном значении угла поворота, и *инкрементные энкодеры*, выходной сигнал которых дает информацию об изменении (инкременте) угла поворота. Схемы инкрементных энкодеров представлены на рис. 74.

Энкодер состоит из связанного с объектом измерения вращающегося диска с равномерно распределенными по окружности радиальными прорезями, трех СИД и трех фотодиодов или фототранзисторов. Сигналы от фотодиодов преобразуются схемой преобразования сигналов в прямоугольные импульсы. По количеству импульсов от фотодиодов А и В определяется приращение угла поворота. Так как фотодиоды А и В смещены друг относительно друга в окружном направлении, сравнение генерируемых ими сигналов позволяет определить направление вращения: в зависимости от направления вращения импульсы на фотодиоде А будут опережать импульсы на фотодиоде В, либо отставать от них. При определенной величине взаимного смещения фотодиодов опережение/задержка между импульсами будет составлять четверть периода их повторения, что в случае гармонических сигналов соответствовало бы фазовому смещению $\pm 90^\circ$. Поэтому подобные энкодеры с выделением направления иногда называют *квадратурными*.

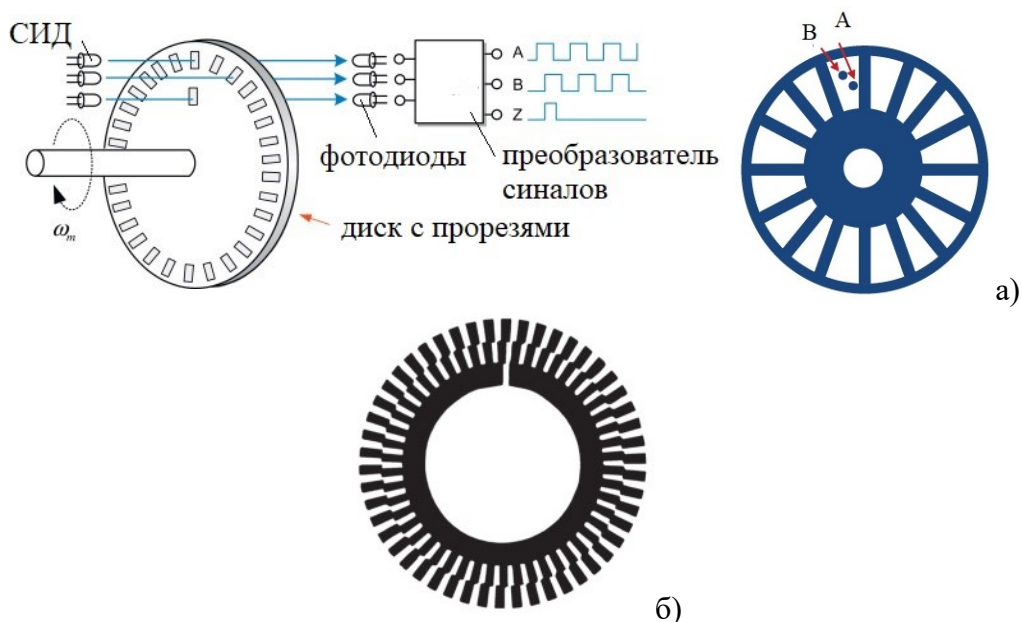


Рис. 74. Схемы инкрементных угловых энкодеров

Третий фотодиод Z и соответствующий ему СИД являются опциональными, то есть присутствуют не во всех конструкциях. Им соответствует отдельно расположенная прорезь на диске, называемая *индексной меткой*. Фотодиод Z генерирует один импульс на каждый оборот диска, что может использоваться, например, для подсчета числа полных оборотов. Если в начале работы энкодера привести диск в положение, соответствующее возникновению индексного импульса, и принять это положение за начало отсчета, то в дальнейшем можно будет определять абсолютное угловое положение диска. Эта процедура приведения диска в заданное начальное положение называется *хоумингом*. Хоуминг требует определенных затрат времени и поэтому более эффективными являются абсолютные энкодеры, которые дают информацию об абсолютном угловом положении сразу в момент включения, так как каждому угловому положению соответствует уникальный кодовый сигнал (в инкрементных энкодерах возможны лишь четыре значения кодового сигнала 00, 01, 10, 11, соответствующие различным комбинациям уровней сигнала на фотодиодах А и В).

В альтернативном варианте конструкции (рис. 74, б) направление вращения определяется за счет использования диска с двумя рядами прорезей, смещенных друг относительно друга на четверть углового шага.

Схемы абсолютных энкодеров представлены на рис. 75.

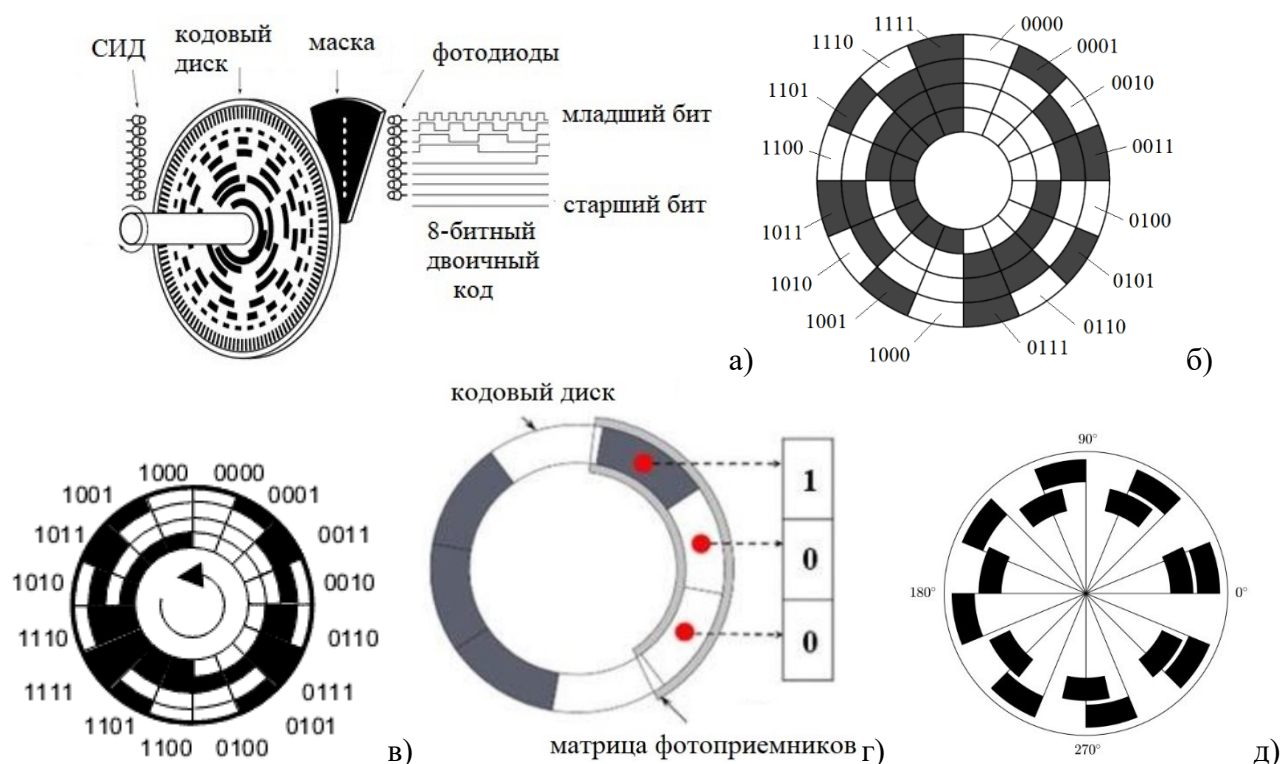


Рис. 75. Схемы абсолютных угловых энкодеров

Конструкция, представленная на рис. 75, а, аналогична конструкции инкрементного энкодера и отличается тем, что кодовый диск имеет N рядов прорезей, каждый из которых соответствует одному разряду (биту) N -битного двоичного кода, в который преобразуется угловая координата. Схема использует N СИД и N фотодиодов или фототранзисторов. Разрешающая способность датчика по углу составляет $360^\circ/2^N$. Пример конструкции кодового диска для $N = 4$

показан на рис. 75, б. Угловое положение диска преобразуется в значения двоичного кода от 0000 до 1111 (двоичные представления десятичных чисел от 0 до 15). Недостаток использования двоичного кода в угловых энкодерах состоит в его многошаговости, то есть в возможности одновременного изменения нескольких бит кода при переходе из одного углового положения в другое. Например, при переходе через 180° одновременно меняются на противоположные все биты кода (переход от значения 0111 к значению 1000 на рис. 75, б). Из-за погрешностей изготовления диска при таких переходах могут возникать ложные значения сигнала. Например, если младший бит кода меняет свое значение несколько раньше, чем остальные биты, то при переходе 0111 \rightarrow 1000 может возникнуть кратковременное ложное значение 0110.

Чтобы избежать этого, используют коды с выявлением ошибок, например, **рефлективный код Грея**, который является одношаговым, то есть допускает одновременное изменение только одного бита. Возможность выявления ошибок базируется именно на одношаговости кода: если при переходе из одного углового положения в другое одновременно изменяются несколько бит кода, то такое значение идентифицируется как ложное. Схема кодового диска, основанного на использовании кода Грея, представлена на рис. 75, в. Из рисунка наглядно видно, почему код называется рефлективным (от лат. reflectere – отражать): все биты кода за исключением старшего расположены симметричным образом относительно его середины (вертикальной линии на рис. 75, в).

В абсолютных энкодерах с кодовыми дисками на основе *M*-последовательности (рис. 75, г) используется один ряд прорезей с *N* фотоприемниками, расположенными в окружном направлении. ***M*-последовательность (последовательность максимальной длины, maximum-length sequence MLS)** представляет собой псевдослучайную двоичную последовательность с периодом $2^N - 1$, для которой любая комбинация из *N* нулей и единиц (*N*-битное двоичное число) за исключением комбинации, состоящей из одних нулей, встречается один раз на периоде последовательности. Например, при $N = 3$ *M*-последовательность имеет вид (приведены два периода)

1 1 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 1 0 ...

и содержит двоичные числа 111, 110, 100, 001, 010, 101, 011 (все 3-битные двоичные числа кроме 000).

В абсолютных энкодерах на основе **принципа Верньера** (рис. 75, д) используется два ряда прорезей, один из которых (внешний) имеет 2^N прорезей, а второй (внутренний) – $2^N - 1$ прорезей. Такое построение имеет аналогию с **шкалой Верньера (Нониуса)**, обычно называемой просто верньером или нониусом. Шкала Верньера имеется, например, в штангенциркуле: его основная шкала имеет шаг 1 мм, а вспомогательная шкала (шкала Верньера) – 0,9 мм, что позволяет снимать показания с точностью 0,1 мм (разность шагов основной и вспомогательной шкал). В общем случае шаг *S* основной шкалы связан с шагом *V* шкалы Верньера соотношением $(n - 1)S = nV$, где *n* – целое число. В кодовом диске принцип Верньера используется не для повышения точности снятия показаний, а благодаря тому, что деления основной и вспомогательной шкал занимают друг относительно друга уникальное положение. Применительно к кодовому диску уникальным параметром является степень перекрытия прорезей

внешней и внутренней дорожек: зависимость этого параметра от угла поворота представлена на рис. 76.

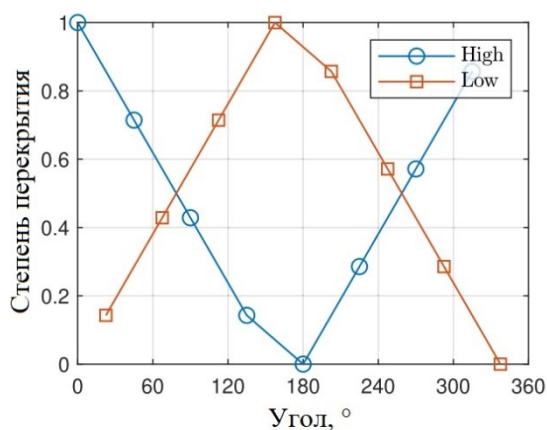


Рис. 76. Зависимость степени перекрытия от угла поворота для кодировочного диска на основе принципа Верньера

Кривая с подписью High соответствует степени перекрытия темных сегментов дорожек, а кривая с подписью Low – степени перекрытия светлых сегментов внешней дорожки с темными сегментами внутренней дорожки.

Рассмотренные принципы являются применимыми и для построения **абсолютных линейных энкодеров**. В качестве примера на рис. 77 изображены оптические линейки линейных энкодеров на основе кода Грея, псевдослучайного двоичного кода и принципа Верньера.

Оптическая линейка выполняет функцию, аналогичную функции кодировочного диска в угловых энкодерах, то есть модулирует световые сигналы, поступающие на фотоприемники, в зависимости от величины перемещения. Принципиальное отличие состоит в том, что в линейных энкодерах оптическая линейка неподвижна, а перемещается считывающая головка, содержащая источники света и фотоприемники.

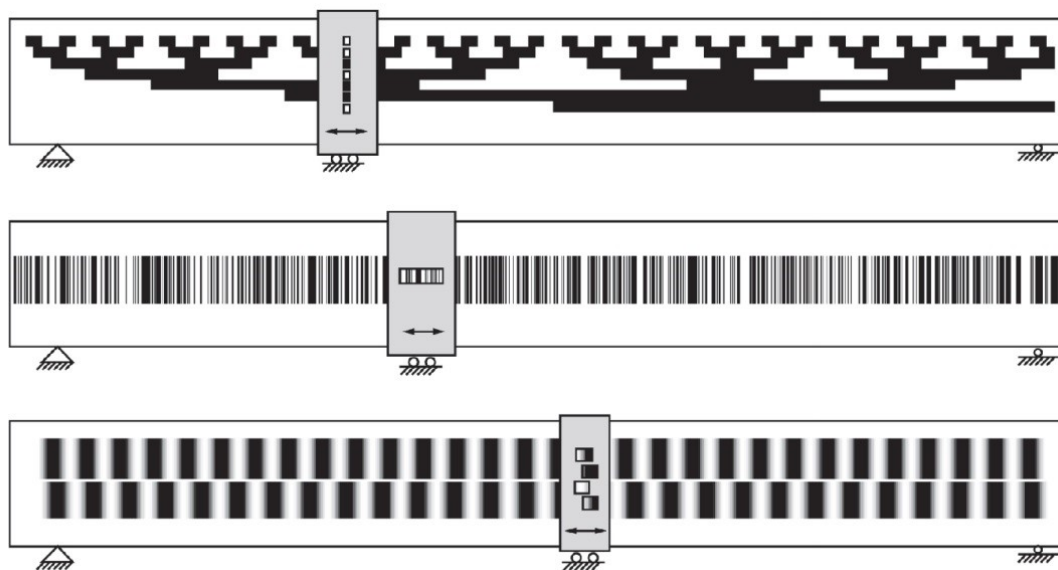


Рис. 77. Оптические линейки абсолютных линейных энкодеров

Схемы инкрементных линейных энкодеров представлены на рис. 78.

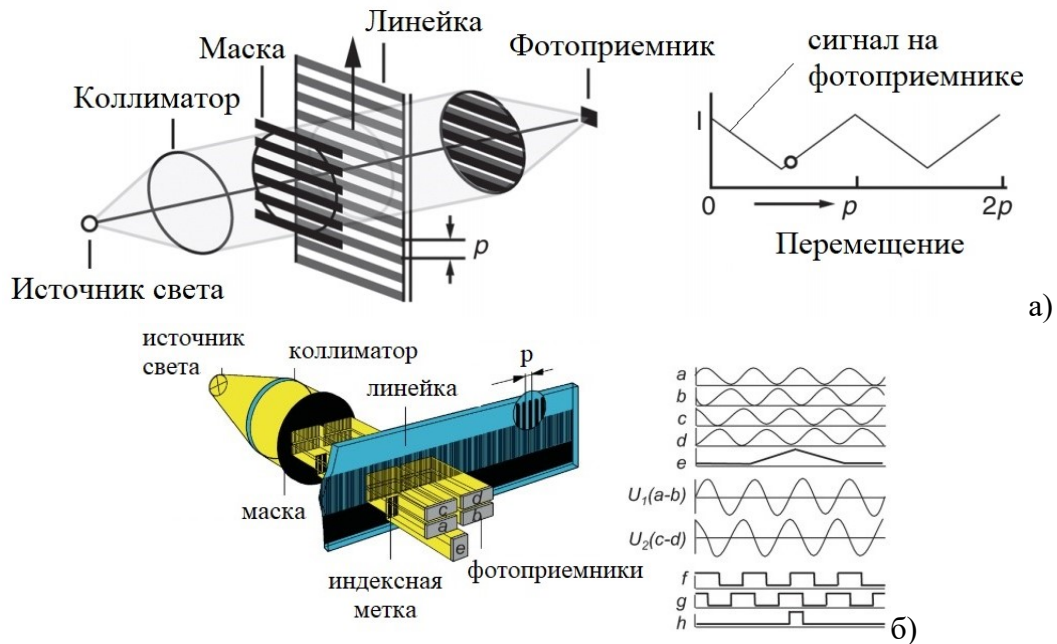


Рис. 78. Схемы инкрементных линейных энкодеров

Простейший вариант конструкции состоит из источника света, фотоприемника и расположенных между ними оптической линейки и маски (рис. 78, а). На маске сформирован *растр* (решетка) из чередующихся прозрачных и непрозрачных участков, шаг p которых совпадает с шагом раstra оптической линейки. *Коллиматор* (от лат. collimo, искаженный вариант collineo – направляю по прямой линии) формирует параллельный пучок световых лучей, проходящий через маску и линейку. При отсутствии смещения между растрами (либо, в более общем случае, при смещении вида np , где n – целое число) через них проходит 50 % светового потока, создаваемого источником, а при смещении вида $(2n + 1)p/2$ световой поток будет полностью блокироваться. Прошедший через растры световой поток фокусируется на фотоприемнике. В зависимости от характера изменения коэффициента пропускания света маской (периодическое прямоугольное или синусоидальное) изменение сигнала на фотодетекторе в зависимости от смещения описывается периодической треугольной или синусоидальной функцией. Для определения направления перемещения могут использоваться две маски, смещенные друг относительно друга на величину $p/4$, и два фотоприемника, на которых формируются квадратурные сигналы. Шаг p для высокоточных энкодеров может составлять порядка 10 мкм. Модуляция светового потока непосредственно оптической линейкой возможна только в том случае, когда размер ее элементов превышает ширину светового пучка, создаваемого источником света, что возможно для грубых энкодеров наподобие представленных на рис. 77. Данная ситуация может рассматриваться как измерение коэффициента пропускания света вдоль линии (идеализированное представление светового пучка малой ширины). В случае высокоточных энкодеров с малым шагом раstra световой пучок будет одновременно покрывать большое число периодов раstra. Данная ситуация может рассматриваться как измерение коэффициента пропускания света участком поверхности раstra, при достаточно

большой площади которого и постоянном коэффициенте заполнения растра (1:1, что соответствует равному соотношению площадей прозрачных и непрозрачных участков) коэффициент пропускания будет составлять около 50 % независимо от величины перемещения. Введение дополнительного растра (маски), взаимодействующего с основным растром, равносильно периодической модуляции коэффициента заполнения растра в зависимости от величины смещения, что позволяет коэффициенту пропускания света изменяться от 0 до 50 %.

Более детальная схема конструкции энкодера и обработки сигнала в нем представлена на рис. 78, б. Энкодер содержит маску с 4 растрами и 4 фотоприемника a, b, c, d. При наличии на линейке энкодера индексной метки маска может иметь дополнительный пропускающий участок, соответствующий индексной метке, свет от которого регистрируется фотоприемником e. Растры, соответствующие фотоприемникам b, c, d, смещены относительно растра, соответствующего фотоприемнику a, на величину $p/2$, $p/4$ и $3p/4$, что дает фазовое смещение сигналов 180° , 90° и 270° (кривые b, c, d на рисунке). Сигналы, находящиеся в противофазе вычитаются друг из друга (кривые $U_1(a - b)$ и $U_2(c - d)$), что позволяет получить два квадратурных сигнала, не содержащих постоянной составляющей (симметричных относительно нулевой линии). Далее квадратурные сигналы преобразуются в прямоугольные импульсы f и g, а сигнал e от индексной метки – в прямоугольный импульс h.

Для повышения точности измерения перемещений в линейных энкодерах может использоваться **муаровый эффект**, состоящий в возникновении низкочастотных структур при наложении двух объектов, содержащих высокочастотные составляющие. В определении имеются в виду **пространственные частоты**, обратно пропорциональные шагу p . Эффект получил свое название благодаря сходству возникающих низкочастотных структур с волнистыми узорами шелковой ткани, называемой муаром и применяемой для изготовления орденских лент. Простейшим примером муарового эффекта является наложение двух линейных растров, имеющих незначительно различающиеся шаги или повернутых друг относительно друга на небольшой угол. Например, на рис. 79, а показано наложение двух параллельных растров с шагом p и $p + \delta p$, где $\delta p = p/11$.

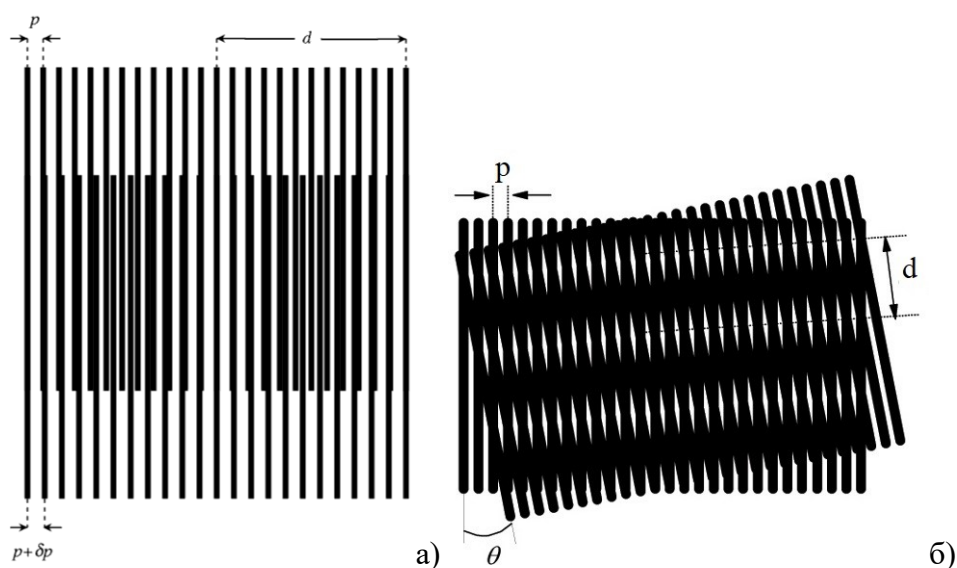


Рис. 79. Муаровый эффект при наложении линейных растров

Шаг d возникающей при таком наложении низкочастотной периодической структуры будет определяться формулой

$$d = \frac{p^2}{\delta p} + p = p \left(\frac{p}{\delta p} + 1 \right).$$

В рассматриваемом случае $d = 12p$.

При наложении растров, повёрнутых друг относительно друга на угол θ , (рис. 79, б) шаг возникающей низкочастотной периодической структуры будет определяться формулой

$$d = \frac{p}{2 \sin \left(\frac{\theta}{2} \right)}.$$

В случае $p/\delta p \ll 1$ (незначительное различие шагов растров) и при малых углах θ будет выполняться условие $d \gg p$, то есть взаимное смещение растров на величину шага будет приводить к смещению муаровой картины на значительно бóльшую величину d . Этот эффект может быть описан как оптическое усиление измеряемого перемещения и позволяет повысить разрешающую способность энкодера. Следует обратить внимание, что при вертикальном расположении штрихов основного раstra и малых углах θ муаровые полосы располагаются практически горизонтально и, соответственно, движутся в направлении, перпендикулярном направлению взаимного смещения растров.

6. Преобразователи на основе эффектов магнитного поля

6.1 Индукционные преобразователи

В основу работы *индукционных преобразователей* положено явление *электромагнитной индукции* – генерации ЭДС в катушке, витки которой пронизывает переменный магнитный поток. Данный тип ПП может быть использован для измерения параметров магнитных полей либо физических величин, способных модулировать магнитный поток (переменный ток, линейная и угловая скорость и т.п.). Количественно эффект электромагнитной индукции описывается *законом Фарадея*, согласно которому ЭДС E , индуцируемая в проводящем контуре (витке катушки), определяется скоростью изменения магнитного потока Φ :

$$E = - \frac{d\Phi}{dt}.$$

Знак « $-$ » означает, что ЭДС действует таким образом, что создаваемый ею индукционный ток препятствует изменению магнитного потока: при увеличении потока ($d\Phi/dt > 0$) магнитный поток, создаваемый индукционным током, направлен противоположно к основному потоку, а при уменьшении потока ($d\Phi/dt < 0$) магнитный поток, создаваемый индукционным током, направлен одинаковым образом с основным потоком. Учитывая, что для катушки с ферромагнитным сердечником $\Phi = BS = \mu_0 \mu HS$, где μ_0 – магнитная постоянная, μ – относительная магнитная проницаемость материала сердечника, H – напряжен-

ность магнитного поля, S – площадь поперечного сечения сердечника, ЭДС в катушке будет определяться формулой

$$E = -\mu_0\mu NS \cdot \frac{dH}{dt},$$

где N – число витков катушки.

Из полученного выражения следует, что для повышения чувствительности ПП необходимо использовать катушки с большим числом витков и сердечником из материала с высокой магнитной проницаемостью.

Индукционные ПП нечувствительны к постоянным магнитным полям, однако при создании движения катушки относительно неоднородного поля (механической модуляции) катушка будет воспринимать поле как переменное и будет генерировать ЭДС. Этот принцип используется, например, для измерения слабой остаточной намагниченности различных тел с помощью магнетометров с вращающимся образцом (рис. 80).

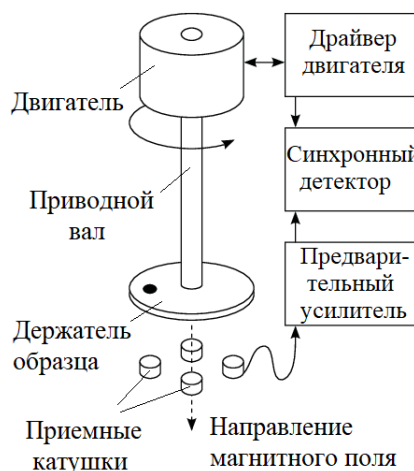


Рис. 80. Схема конструкции магнетометра с вращающимся образцом

При вращении держателя с образцом относительно приемных катушек в них наводится периодически изменяющаяся ЭДС с частотой, равной частоте вращения двигателя. Выделение полезного сигнала на фоне шумов производится с помощью синхронного детектора, который выделяет частотную составляющую сигнала с частотой, равной частоте вращения двигателя.

Примером использования индукционных ПП для измерения силы переменного тока является преобразователь с катушкой Роговского (рис. 81).

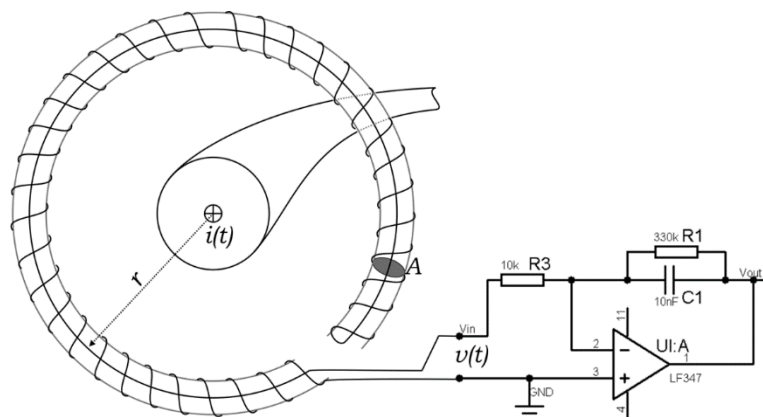


Рис. 81. Индукционный преобразователь с катушкой Роговского

Катушка Роговского представляет собой катушку с тороидальной намоткой, имеющую воздушный сердечник. Через центр катушки пропускается шина, сила тока в которой подлежит измерению. Для исключения влияния витка, создаваемого самой катушкой, ее конец возвращают к началу, прокладывая проводник вдоль окружности тороида. ЭДС, индуцируемая в катушке, будет пропорциональна производной тока по времени и поэтому для определения силы тока сигнал подвергается интегрированию: на рис. 81 представлен вариант с интегратором на основе ОУ, в цепь ОСС которого включен конденсатор.

В преобразователях с переменным магнитным сопротивлением (*релюктансом*) используются постоянные магниты, а магнитный поток, пронизывающий приемную катушку, модулируется за счет изменения магнитного сопротивления магнитной цепи, образованной магнитом, сердечником катушки и объектом контроля. Причиной изменения магнитного сопротивления обычно является изменение воздушного зазора между сердечником катушки и объектом контроля. Здесь имеется аналогия с индуктивными преобразователями, в которых также изменяется магнитное сопротивление за счет изменения воздушного зазора: отличие состоит в том, что в индуктивных преобразователях источником магнитного поля является сама катушка, что требует ее питания. *Магнитное сопротивление* в общем случае определяется как отношение *магнитодвижущей силы* (МДС) M к создаваемому ей магнитному потоку Φ :

$$R_M = \frac{M}{\Phi}.$$

Для постоянного магнита МДС может быть рассчитана как произведение длины l магнита на напряженность H создаваемого им магнитного поля:

$$M = Hl.$$

Так как МДС постоянного магнита является постоянной величиной, то изменение магнитного сопротивления содержащей магнит магнитной цепи будет вызывать изменение магнитного потока, что будет приводить к генерации ЭДС в приемной катушке.

Примером преобразователей с переменным релюктансом является звукосниматель электрогитары, преобразующий линейную колебательную скорость струн в электрический сигнал (рис. 82).

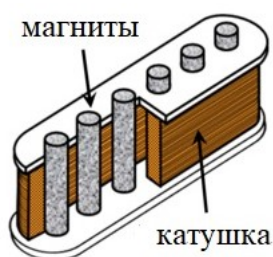
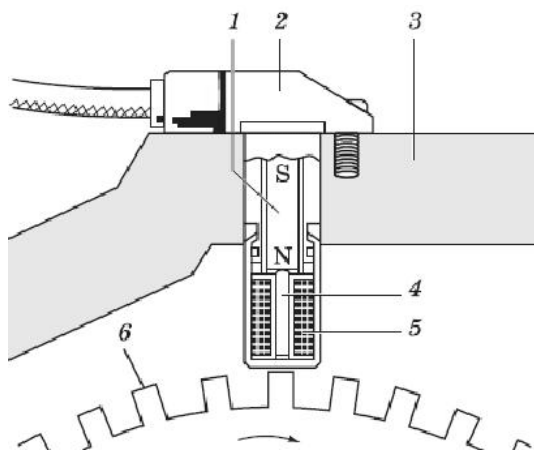


Рис. 82. Схема конструкции звукоснимателя электрогитары

Звукосниматель состоит из бобины, на которую намотана катушка с большим числом витков, и шести постоянных стержневых магнитов, расположенных внутри катушки. Магниты выступают над верхней поверхностью бобины и располагаются под струнами гитары, выполненными из ферромагнитного мате-

риала. При использовании магнитов, выполненных из сплава *альнико* (сплав 53 % железа, 10 % алюминия, 19 % никеля и 18 % кобальта, названный по начальным буквам входящих в его состав элементов), катушка содержит 7500..9000 витков. При использовании *редкоземельных самарий-кобальтовых и неодимовых магнитов (интерметаллиды*, то есть химические соединения двух и более металлов, SmCo_5 и $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$) в катушке может использоваться меньшее число витков, однако эти материалы являются более дорогостоящими. При звукоизвлечении струны смещаются относительно магнитов, что приводит к изменению магнитного сопротивления магнитных цепей и магнитного потока, пронизывающего катушку, и появлению в катушке ЭДС.

ПП с переменным релюктансом также используются в автомобильных датчиках ABS – антиблокировочная система, предотвращающая блокировку колес автомобиля при торможении. Так как коэффициент трения скольжения значительно ниже коэффициента трения покоя, то при блокировке колес тормозной путь увеличивается: это объясняется тем, что разность линейной скорости точки обода колеса и скорости движения автомобиля, являющаяся мерой проскальзывания, в этом случае принимает максимальное значение. При снижении частоты вращения колеса до некоторого критического значения, то есть при приближении к режиму блокировки, производится снижение давления в гидросистеме тормозов. Схема датчика ABS представлена на рис. 83.



1 – постоянный магнит, 2 – корпус датчика, 3 – крепежный кронштейн, 4 – сердечник катушки, 5 – приемная катушка, 6 – зубчатый диск

Рис. 83. Схема конструкции датчика ABS

Модуляция магнитного сопротивления при вращении колеса происходит за счет того, что на оси колеса устанавливается зубчатый диск из ферромагнитного материала. Магнитное сопротивление принимает минимальное значение в моменты расположения зубьев диска под сердечником датчика, так как в этом случае воздушный зазор имеет минимальное значение, и увеличивается в моменты расположения под сердечником впадин диска.

Индукционные ПП также используются в считывающих головках пленочных магнитофонов.

6.2 Преобразователи на основе эффекта Холла

Эффектом Холла называют возникновение поперечной разности потенциалов (**напряжения Холла**) в электрическом проводнике, помещенном в магнитное поле, перпендикулярное направлению протекающего через проводник тока. Направления магнитного поля, описываемого вектором индукции \mathbf{B} , тока \mathbf{I} и поперечного электрического поля, вызванного эффектом Холла и описываемого вектором напряженности \mathbf{E} , являются попарно перпендикулярными (рис. 84).

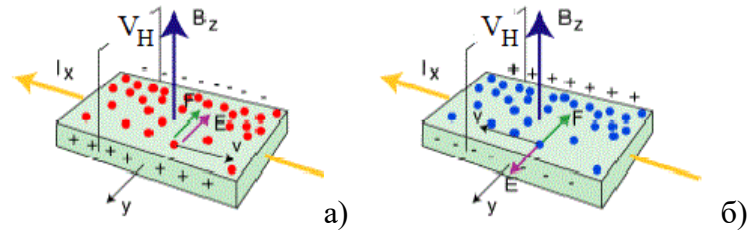


Рис. 84. Схема возникновения напряжения Холла

Причиной возникновения напряжения Холла является воздействие силы Лоренца на носители заряда в проводнике. Как известно из физики, **сила Лоренца** воздействует на заряженные частицы, движущиеся в магнитном поле, и определяется формулой

$$\mathbf{F} = q\mathbf{v} \times \mathbf{B},$$

где q – заряд частицы, \mathbf{v} – скорость движения частицы, \times – векторное произведение.

Из определения векторного произведения вытекает, что векторы \mathbf{v} , \mathbf{B} и \mathbf{F} являются попарно перпендикулярными и образуют правую тройку (подобно единичным векторам координатной системы xuz). Для определения направления силы Лоренца, действующей на положительно заряженную частицу, может быть использовано **правило левой руки**: если направить вытянутые пальцы левой руки вдоль вектора скорости частицы и повернуть руку таким образом, чтобы линии индукции магнитного поля входили в ладонь, отогнутый большой палец укажет направление действия силы Лоренца (рис. 85, а).

В зарубежной литературе правило левой руки формулируется несколько иным образом: если направить указательный палец левой руки вдоль вектора индукции поля, а отогнутый средний палец – вдоль вектора скорости частицы, то отогнутый большой палец укажет направление действия силы Лоренца (рис. 85, б).

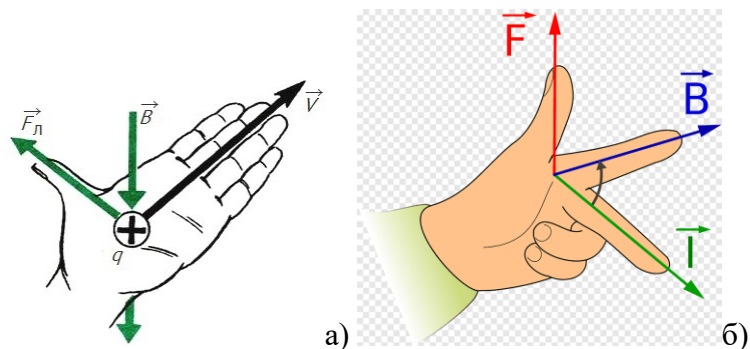


Рис. 85. Правило левой руки

Знак напряжения Холла определяют по проекции вектором напряженности \mathbf{E} вызванного эффектом Холла поперечного электрического поля. Например, для полупроводника с проводимостью n-типа напряжение Холла отрицательно (рис. 84, а), а для полупроводника с проводимостью p-типа оно положительно (рис. 84, б). Этот факт используется при исследовании полупроводниковых материалов для определения знака основных носителей заряда. Как видно из рис. 84, направление силы Лоренца для электронов и дырок является одинаковым. Это объясняется тем, что вектор qv , входящий в формулу для расчета силы Лоренца, имеет одинаковое направление для электронов и дырок, так как они имеют противоположный знак заряда и противоположное направление движения ($q_- = -q_+$, $v_- = -v_+$). Как показано на рис. 84, сила Лоренца отклоняет носители заряда в направлении, перпендикулярном направлению тока, что приводит к их концентрации на одной из граней полупроводникового элемента. При одинаковой концентрации электронов и дырок напряжение Холла не возникало бы, однако, так как в полупроводнике с проводимостью n-типа концентрация электронов значительно выше концентрации дырок (учитываются только дырки, находящиеся в валентной зоне), то в области концентрации носителей заряда образуется нескомпенсированный отрицательный заряд. Аналогичным образом на той же грани полупроводникового элемента с проводимостью p-типа образуется нескомпенсированный положительный заряд.

Следует обратить внимание, что на рис. 84 использована координатная система, в которой вектор \mathbf{v} направлен вдоль оси x , вектор \mathbf{B} – вдоль оси z , а вектор \mathbf{F} – против оси y : в обсуждении выше предполагалось, что векторы \mathbf{v} , \mathbf{B} и \mathbf{F} направлены, соответственно, вдоль осей x , y и z . Оба варианта являются равносильными, так как если тройка векторов \mathbf{v} , \mathbf{B} и \mathbf{F} является правой, то правой является и тройка векторов \mathbf{B} , \mathbf{v} и $-\mathbf{F}$ (так как при перестановке множителей изменяется знак векторного произведения). Соответственно, правой будет и тройка векторов \mathbf{v} , $-\mathbf{F}$ и \mathbf{B} (результат циклической перестановки). В этой тройке векторы направлены относительно координатных осей таким же образом, как на рис. 84.

Абсолютная величина напряжения Холла определяется по формуле

$$V_H = wvB,$$

где w – ширина проводника.

Данная формула получается, если приравнять действующую на частицы силу Лоренца и действующую на них электростатическую силу qE_y , создаваемую полем нескомпенсированных зарядов.

Скорость движения носителей заряда в электрическом поле E_x , создающем ток I_x , определяется как

$$v = \mu E_x,$$

где μ – *подвижность носителей заряда*.

Согласно закону Ома в дифференциальной форме

$$J_x = \sigma E_x,$$

где J_x – плотность тока, σ – удельная электрическая проводимость.

Учитывая, что

$$J_x = \frac{I_x}{wt},$$

где t – толщина проводника, получим

$$v = \mu \frac{J_x}{\sigma} = \frac{\mu I_x}{\sigma wt},$$

что приводит к следующему выражению для абсолютной величины напряжения Холла:

$$V_H = \frac{\mu B I_x}{\sigma t},$$

то есть напряжение Холла пропорционально подвижности носителей заряда и обратно пропорционально толщине проводника.

Так как напряжение Холла обратно пропорционально толщине проводника, то в чувствительных датчиках Холла на основе составных полупроводников используются тонкопленочные структуры.

Различают линейные и дискретные датчики Холла. В *линейных датчиках Холла* выходной сигнал принимает значение, пропорциональное индукции приложенного к датчику магнитного поля, то есть датчик имеет линейную статическую характеристику. В *дискретных датчиках Холла*, конструктивно выполняемых в виде интегральных микросхем, выходной сигнал принимает высокое или низкое значение (логическая единица или логический ноль) в зависимости от индукции магнитного поля, то есть датчик имеет статическую характеристику релейного типа. Среди производителей дискретных датчиков Холла принято следующее соглашение: магнитное поле считается положительным, если южный полюс магнита обращен к брендированной поверхности датчика (поверхность, на которую нанесены маркировка датчика и логотип производителя). Различают 4 типа дискретных датчиков Холла: униполярные, омниполярные, «защелки» и биполярные.

В *униполярных датчиках Холла* с положительной *индукцией срабатывания* $V_{OP} > 0$ (OP – Operating Point) включение датчика (переход выхода Out из состояния Off в состояние On) происходит при условии $B > V_{OP}$, а выключение при условии $B < V_{RP}$, где $V_{RP} = V_{OP} - V_{HYS} > 0$ – *индукция отпускания* (RP – Release Point), V_{HYS} – ширина петли гистерезиса (рис. 86, а).

Для униполярного датчика V_{RP} и V_{OP} имеют одинаковый знак, включение датчика происходит при воздействии на него достаточно сильного поля определенного знака (отсюда название «униполярный»: от лат. unus – один), а его выключение – при незначительном снижении воздействующего поля на величину, превышающую V_{HYS} .

В зависимости от электронной схемы датчика включенному состоянию могут соответствовать низкий уровень выходного напряжения (как показано на рис. 86, а), либо высокий уровень выходного напряжения.

Гистерезис намеренно создается в статической характеристике датчика для повышения помехоустойчивости: для датчика с одной точкой переключения ($V_{RP} = V_{OP}$) флуктуации (случайные колебания) магнитного поля относительно точки переключения в результате воздействия помех могут приводить к многократным ложным переключениям датчика при постоянном положении магнита.

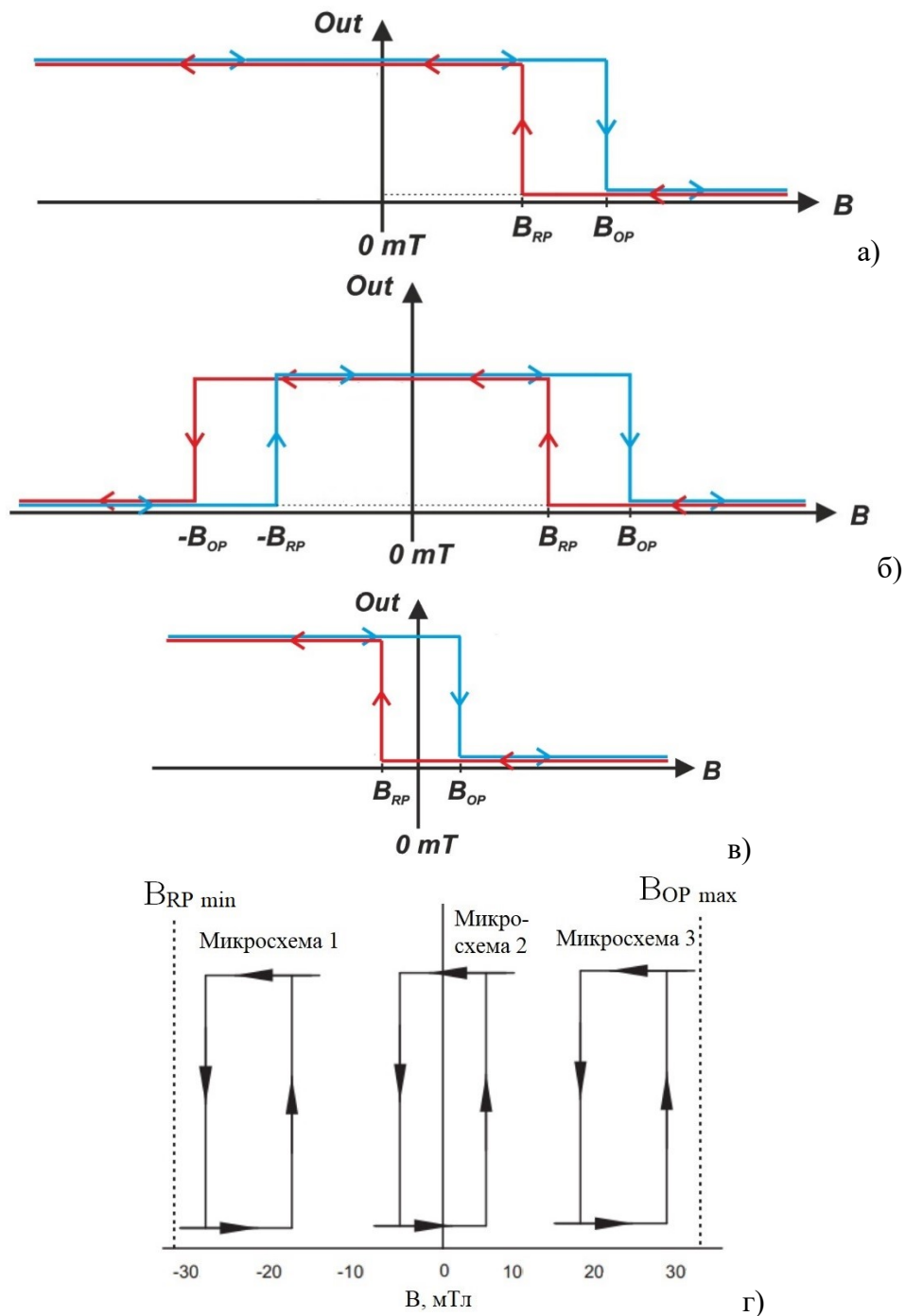


Рис. 86. Статические характеристики дискретных датчиков Холла

В **омниполярных датчиках Холла** включение датчика происходит при условии $|B| > B_{OP}$, а выключение при условии $|B| < B_{RP}$ (рис. 86, б). Иными словами, включение датчика происходит при воздействии на него достаточно сильного поля любого знака (положительного или отрицательного, отсюда название «омниполярный»: от лат. *omnis* – каждый, всякий). Выключение датчика происходит при незначительном снижении воздействующего поля (для положительного поля), либо его незначительном увеличении (для отрицательного поля).

В **датчиках Холла типа «защелка»** индукция срабатывания и отпускания имеют противоположный знак ($B_{RP} = -B_{OP}$, симметричная петля гистерезиса), а условия переключения имеют такой же вид, как для униполярного датчика Холла (рис. 86, в). Если датчик перешел во включенное состояние в результате воздействия достаточно сильного положительного поля $B > B_{OP}$, то при полном

снятии поля ($B = 0$) он остается во включенном состоянии: с этим связано название «защелка». Для выключения датчика к нему необходимо приложить достаточно сильное отрицательное поле $B < B_{RP}$, после полного снятия которого датчик остается в выключенном состоянии.

Биполярные датчики Холла имеют устойчивый гистерезис (постоянную величину B_{HYS}), а значения параметров B_{RP} и B_{OP} колеблются в пределах партии микросхем: в технических характеристиках указываются максимальное значение $B_{OP\ max} > 0$ индукции срабатывания и минимальное значение $B_{RP\ min} < 0$ индукции отпускания. Как показано на рис. 86, г, часть микросхем (микросхема 1 и микросхема 3) имеют статическую характеристику, аналогичную статической характеристике униполярных датчиков, а остальные микросхемы (микросхема 2) имеют характеристику, сходную с характеристикой «защелок» и отличающуюся тем, что в общем случае петля гистерезиса является несимметричной, то есть $B_{RP} \neq -B_{OP}$. Характеристику униполярного типа имеют около 10 % микросхем. У некоторых микросхем (например, у микросхемы 3) отпусkanie происходит при положительном поле, однако в общем случае гарантированное выключение датчика происходит при приложении к нему достаточно сильного отрицательного поля $B < B_{RP\ min}$. Аналогичным образом, у некоторых микросхем (например, у микросхемы 1) срабатывание происходит при отрицательном поле, однако для гарантированного включения датчика в общем случае требуется приложить к нему достаточно сильное положительное поле $B > B_{OP\ max}$.

Схемотехнически гистерезис создается в дискретных датчиках Холла за счет использования триггера Шмитта (рис. 87).

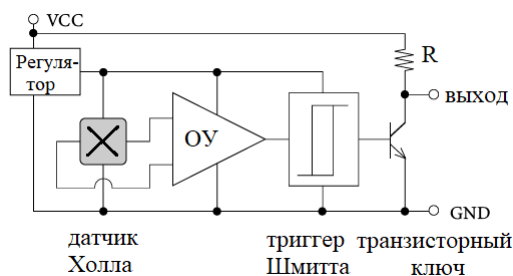


Рис. 87. Схема дискретного датчика Холла

Триггер Шмитта представляет собой двухпороговый компаратор с характеристикой релейного типа, то есть сравнивающее устройство с двумя уровнями выходного сигнала, переключение между которыми происходит при переходе разности входного сигнала и опорного сигнала через одно из двух пороговых значений $\pm T$. На схемах изображается в виде прямоугольника со стилизованным изображением релейной характеристики внутри него. В фотоэлектрических энкодерах триггеры Шмитта используются для формирования прямоугольных импульсов. Обратите также внимание на изображение на схеме датчика Холла: он изображается в виде квадрата с крестом внутри него, напоминающим букву X (в действительности это стилизованное изображение чувствительного элемента датчика, имеющего крестообразную форму). На выходе датчика находится **транзисторный ключ**, у которого величина тока «коллектор-эмиттер» зависит от величины поданного на базу управляющего напряжения. При подаче на базу высокого потенциала через транзистор начинает протекать ток, создавая на ре-

зисторе R падение напряжения, примерно равное напряжению питания V_{CC} . Выходной сигнал имеет при этом низкий уровень. При подаче на базу низкого потенциала ток через транзистор отсутствует и, соответственно, отсутствует падение напряжения на резисторе. Выходной сигнал имеет в этом случае высокий уровень.

Для производства датчиков Холла используются следующие полупроводниковые материалы: арсенид галлия GaAs, фосфид индия InP, арсенид индия InAs, антимонид индия InSb, графен. Коммерческие датчики Холла на основе графена выпускаются фирмой Paragraf и основаны на разработанной этой фирмой технологии выращивания графена непосредственно на полупроводниковых подложках: ранее графен выращивался на медных подложках, которые затем покрывались полимером, а медь стравливалась. Графен является перспективным материалом для изготовления датчиков Холла, так как имеет высокую подвижность носителей заряда, в 200 раз превышающую подвижность носителей заряда в кремнии.

Конструктивно чувствительный элемент *датчика Холла горизонтального типа* (такие датчики чувствительны к полю, перпендикулярному плоскости подложки) обычно выполняется в виде так называемого «*греческого креста*», представляющего собой область с проводимостью n-типа в полупроводниковой подложке с проводимостью p-типа (рис. 88, а).

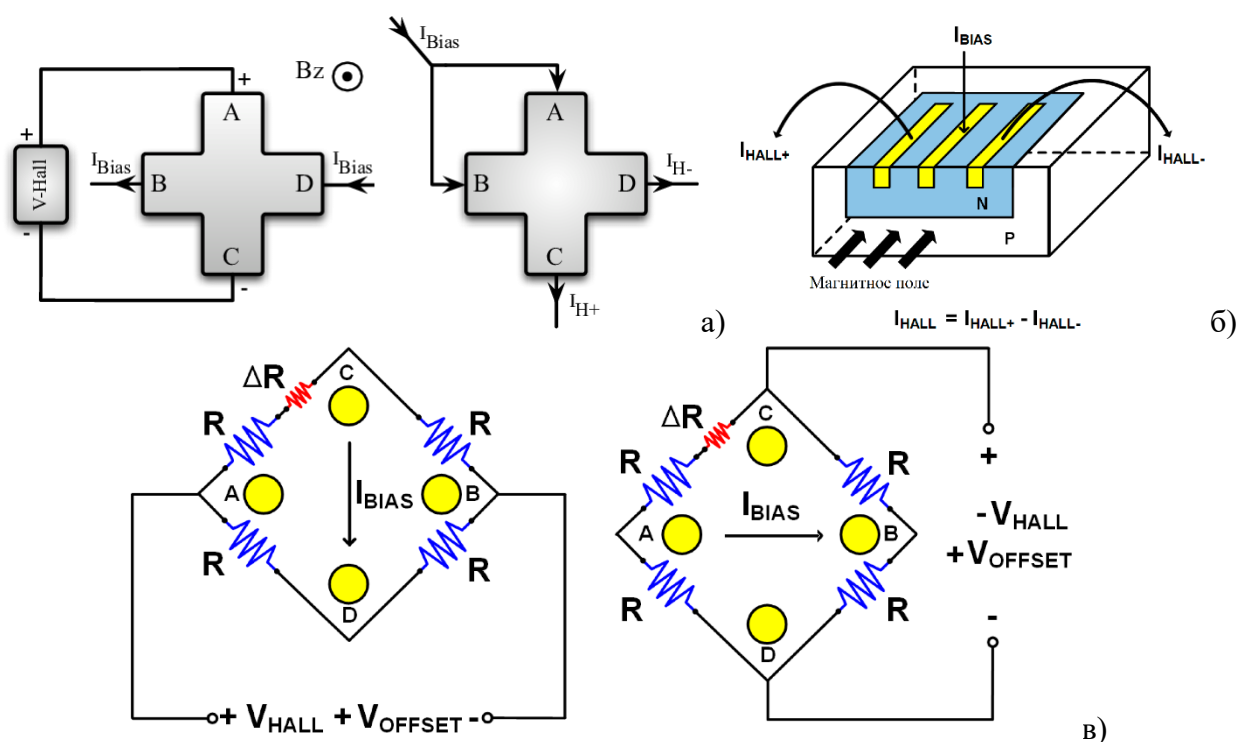


Рис. 88. Чувствительные элементы датчиков Холла

Датчик может работать в режиме генерации напряжения или в токовом режиме. В первом случае через терминалы В и D пропускается стабилизированный ток, а с терминалов А и С снимается напряжение Холла. В токовом режиме ток протекает через чувствительный элемент в двух направлениях: от подводящих терминалов А и В к терминалу С и от терминалов А и В к терминалу D. При отсутствии магнитного поля через терминалы С и D протекают одинаковые

токи, то есть $I_{H+} = I_{H-} = I_{Bias}/2$. При наличии магнитного поля токи становятся разными по величине, то есть $I_{H+} \neq I_{H-}$. Чувствительность датчика в токовом режиме в 2 раза выше по сравнению с режимом генерации напряжения.

В датчиках Холла вертикального типа (такие датчики чувствительны к полю, параллельному плоскости подложки) используются три параллельных контакта с проводимостью n+-типа (высоким уровнем легирования), один из которых используется для подвода тока, а два других – для регистрации токов I_{H+} и I_{H-} протекающих в противоположных направлениях (рис. 88, б).

Крестообразный чувствительный элемент может быть представлен в виде эквивалентной мостовой схемы, все резисторы которой для идеального преобразователя имеют одинаковое значение (рис. 88, в). Для реального датчика погрешности изготовления, неоднородность материала, в том числе изменения проводимости из-за пьезорезистивного эффекта, обусловленного возникающими при упаковке микросхемы механическими напряжениями, и другие факторы приводят к несимметричности мостовой схемы, которая представлена на рис. 88, в в виде дополнительного резистора ΔR . Несимметричность мостовой схемы в свою очередь приводит к появлению дополнительной составляющей напряжения (напряжения разбаланса моста), называемой **напряжением смещения** V_{OFFSET} . Напряжение смещения может вносить существенную погрешность в результаты измерений при малых величинах напряжения Холла и поэтому его стараются скомпенсировать. Одним из способов компенсации напряжения смещения является **метод вращающегося тока**. Его суть состоит в периодическом изменении (модуляции) направления тока, пропускаемого через чувствительный элемент датчика: при пропускании тока от терминала С к терминалу D (рис. 88, в) формируются положительное напряжение смещения и положительное напряжение Холла, а при пропускании тока от терминала А к терминалу В напряжение Холла становится отрицательным. Таким образом, напряжение смещения будет оставаться постоянным, а напряжение Холла будет изменяться с частотой модуляции. Схема обработки сигнала в таком датчике приведена на рис. 89.

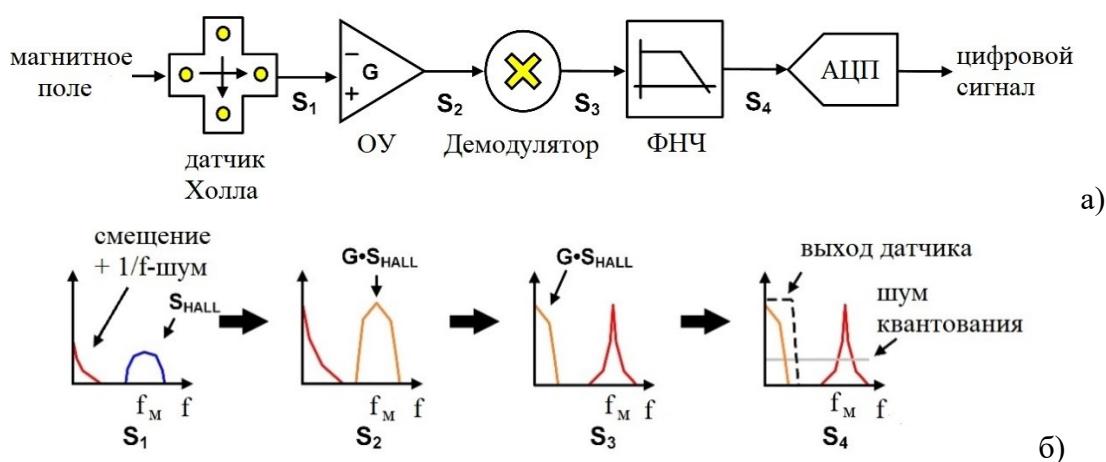


Рис. 89. Схема обработки сигнала в датчике Холла с вращающимся током (а) и изменение АЧХ сигнала в процессе преобразования (б)

В результате модуляции направления тока с частотой f_m постоянное напряжение Холла, соответствующее постоянному по величине магнитному полю, преобразуется в переменное напряжение с частотой f_m (кривая S_{HALL}). В низкочастотной области АЧХ присутствуют помехи в виде постоянного напряжения смещения и $1/f$ -шума (*розового шума*), амплитуда гармоник которого убывает обратно пропорционально их частоте.

Усилитель с коэффициентом усиления G усиливает как полезную составляющую сигнала (кривая $G \cdot S_{\text{HALL}}$), так и его шумовую составляющую. Демодулятор преобразует полезное напряжение с частотой f_m в постоянное напряжение, а постоянное напряжение смещения – в переменное напряжение с частотой f_m , то есть меняет местами (на графике АЧХ) полезную и шумовую составляющие сигнала. На рис. 89 демодулятор изображен в виде умножителя, так как в нем производится умножение выходного сигнала ОУ на опорный сигнал с частотой f_m . В соответствии с тригонометрической формулой $\cos(A) \cos(B) = (\cos(A + B) + \cos(A - B))/2$ умножение сигнала с частотой f на опорный сигнал с частотой f_m возникают так называемые комбинационные частоты $f \pm f_m$. Для полезной составляющей сигнала $f = f_m$ и демодуляция приводит к появлению частот $f = 0$ (постоянное напряжение) и $f = 2f_m$ (высокочастотная составляющая). Для шумовой составляющей сигнала $f = 0$ и демодуляция приводит к появлению частот $f = \pm f_m$ (высокочастотные составляющие). При воздействии на сигнал ФНЧ происходит подавление высокочастотных составляющих и сохраняются лишь составляющие, соответствующие напряжению Холла. При прохождении сигнала через *аналогово-цифровой преобразователь (АЦП)*, преобразующий его в цифровую форму, возникает *шум квантования*, представляющий собой *белый шум*, амплитуда гармоник которого не зависит от частоты.

Примером использования униполярных и омниполярных датчиков Холла является селектор передач автоматической коробки переключения передач (АКПП) автомобиля (рис. 90).

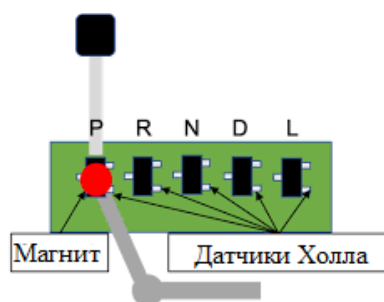
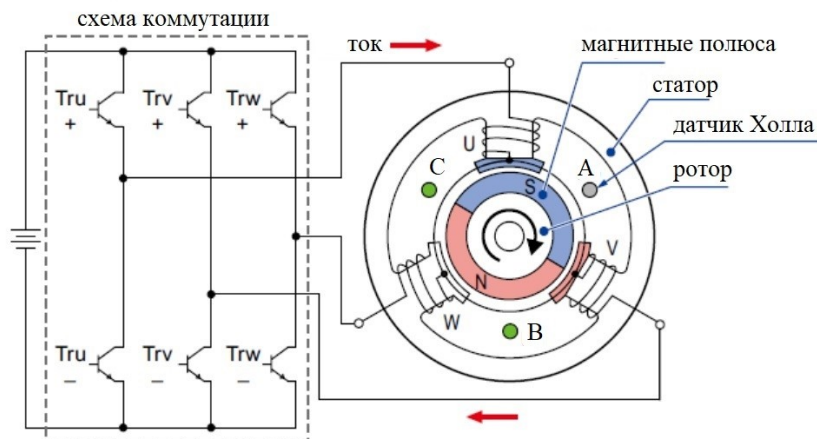


Рис. 90. Применение датчиков Холла в селекторе АКПП (вид сбоку)

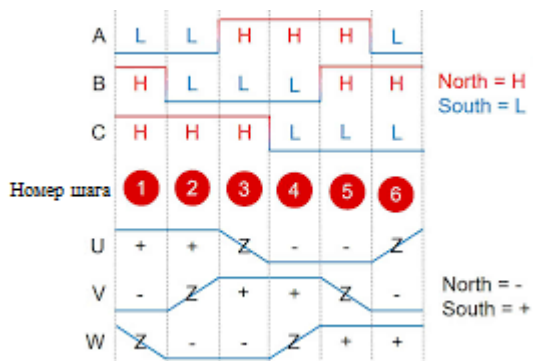
При повороте рычага происходит перемещение закрепленного на нем постоянного магнита относительно датчиков Холла, соответствующих ступеням АКПП (P (Park) – парковочная блокировка ведущих колес; R (Reverse) – задний ход; N (Neutral) – нейтральный режим, включаемый при кратковременной стоянке; D (Drive) – движение вперед при обычной езде; L (Low) – режим пониженной передачи, не позволяющий автомату переключаться вверх при увеличении оборотов двигателя и используемый, например, при преодолении крутых подъемов). При расположении магнита напротив одного из датчиков происхо-

дит его включение и сигнал поступает к приводу, производящему переключение передач. При использовании униполярных датчиков магнит должен быть установлен определенным полюсом (обычно южным) к брендированным поверхностям датчиков, а при использовании омниполярных датчиков магнит может быть установлен к датчикам как южным, так и северным полюсом.

Датчики Холла типа «защелка» используются, например, для определения положения ротора бесколлекторных двигателей постоянного тока (BLDC-двигателей). Конструктивно такой двигатель состоит из ротора, имеющего магнитные полюса, и статора, на котором располагаются обмотки, через которые пропускается постоянный ток (рис. 91, а).



а)



б)

Рис. 91. Применение датчиков Холла для управления BLDC-двигателем

Для непрерывного вращения ротора двигателя обмотки статора U, V и W должны подключаться к источнику питания в определенной последовательности (рис. 91, б). Схемотехнически коммутация (подключение) обмоток производится путем подачи управляющих сигналов на базы транзисторных ключей. Для формирования управляющих сигналов используются три датчика Холла А, В и С, определяющие направление магнитной оси ротора. Например, в начальный момент времени (рис. 91, б) датчик Холла С переключается из состояния с низким уровнем выходного сигнала L в состояние с высоким уровнем выходного сигнала H. Это происходит в результате совмещения с датчиком северного полюса ротора. Переключение состояния датчика служит сигналом для изменения направления тока в одной из обмоток статора – в рассматриваемом случае это обмотка W. В конце 1-го шага цикла ротор поворачивается на угол 90° по часовой стрелке и южный полюс ротора, изначально направленный к обмотке V, совмещается с датчиком Холла В, в результате чего последний переключает-

ся из состояния H в состояние L. Это служит сигналом для изменения направления тока в обмотке V. Как видно из циклограммы, каждый из датчиков Холла должен переключаться дважды за один оборот двигателя через равные интервалы времени, что возможно при использовании датчика типа «защелка», который изменяет свое состояние один раз при совмещении с ним южного полюса ротора, а второй раз – при совмещении с ним северного полюса. Таким образом, использование датчиков типа «защелка» обеспечивает цикличность коммутации обмоток BLDC-двигателя.

II. ПРАКТИЧЕСКИЙ РАЗДЕЛ

Ниже приведен перечень тем лабораторных работ, которые дополняют теоретический курс и способствуют закреплению теоретических знаний и формированию практических навыков работы с первичными преобразователями физических величин:

Лабораторная работа № 1. Измерение собственных частот механических колебательных систем методом свободных колебаний.

Лабораторная работа № 2. Измерение температуры с помощью пирометров.

Лабораторная работа № 3. Исследование статических характеристик термопар и терморезисторов.

Лабораторная работа № 4. Изучение вторичных приборов, применяемых с терморезисторами.

Лабораторная работа № 5. Приборы и датчики для измерения давления.

Лабораторная работа № 6. Измерение частоты вращения с помощью магнитоиндукционных тахометров.

Лабораторная работа № 7. Измерение частоты вращения с помощью стробоскопического и счетно-импульсного методов.

Лабораторная работа № 8. Приборы и датчики для измерения расхода вещества.

При выполнении лабораторных работ № 2-8 рекомендуется пользоваться лабораторным практикумом по дисциплине «Физические основы измерений» для специальности 1-38 01 01 «Механические и электромеханические приборы и аппараты» (пункт [2] списка дополнительной литературы вспомогательного раздела ЭУМК). Ниже приводится описание лабораторной работы № 1.

Лабораторная работа № 1

ИЗМЕРЕНИЕ СОБСТВЕННЫХ ЧАСТОТ МЕХАНИЧЕСКИХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ МЕТОДОМ СВОБОДНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Цель работы: изучение первичных преобразователей, используемых для измерения параметров колебаний и вибраций, и их применения для определения собственных частот механических колебательных систем.

Инструменты и принадлежности к работе

- | | |
|------------------------------|---------|
| 1. Цифровой осциллограф | – 1 шт. |
| 2. Контролируемая деталь | – 1 шт. |
| 3. Стальной шарик | – 1 шт. |
| 4. Ультразвуковой микрофон | – 1 шт. |
| 5. Элемент питания микрофона | – 1 шт. |
| 6. Персональный компьютер | – 1 шт. |

Общие указания

При планировании выполнения работы следует учесть, что в ходе лабораторного занятия нужно выполнить следующее:

1. Ознакомиться с теоретической частью.
2. Провести измерения и выполнить обработку их результатов.
3. Оформить отчет, в котором привести результаты измерений и их письменный анализ.
4. Защитить отчет.

Собственные частоты колебаний

Под *собственной частотой колебаний* понимают частоту, с которой происходят колебания объекта после воздействия на него внешней возмущающей силы. Важно заметить, что колебания на собственной частоте происходят после прекращения воздействия возмущающей силы при отсутствии внешних сил благодаря наличию начального запаса энергии, сообщенного объекту возмущающей силой. Такие колебания, происходящие при отсутствии внешних сил, называются *свободными колебаниями*. В присутствии трения и вязкого сопротивления среды свободные колебания будут затухающими, то есть их амплитуда будет уменьшаться с течением времени по экспоненциальному закону. Колебания, происходящие в процессе воздействия на объект внешней возмущающей силы, называются *вынужденными колебаниями*, а сама сила – *вынуждающей силой*. Свободные колебания могут происходить только на строго определенных дискретных частотах, соответствующих набору собственных частот и зависящих от свойств материала объекта, его геометрических параметров и его напряженно-деформированного состояния. В случае вынужденных колебаний совпадение частоты вынуждающей силы с одной из собственных частот колебаний объекта приводит к резкому увеличению амплитуды колебаний – *резонансу*. В качестве примера можно рассмотреть колебания струны гитары или другого струнного музыкального инструмента. После возмущения струны путем щипка или удара струна продолжает совершать колебания на своей собственной частоте. Источником энергии для поддержания этих колебаний служит упругая энергия, запасенная в струне при ее начальной деформации. Собственные частоты колебаний струны определяются формулой

$$f_n = \frac{nv}{2L} = \left(\frac{n}{2L}\right) \sqrt{\frac{T}{\rho S}}$$

где n – натуральное число, v – скорость распространения упругих волн в струне, L – длина струны, T – сила натяжения струны, ρ – плотность материала струны, S – площадь поперечного сечения струны.

Наименьшая собственная частота, соответствующая $n = 1$, называется *фундаментальной частотой* или *основным тоном*. Струна совершает колебания преимущественно на фундаментальной частоте, однако присутствуют и собственные частоты более высоких порядков (*обертонны* – от нем. ober – высокий, Ton – звук), влияющие на тембр звучания инструмента. Как видно из формулы, увеличение площади поперечного сечения струны приводит к снижению ее собственных частот колебаний: в гитаре наиболее тонкая 1-я струна

имеет фундаментальную частоту 329,63 Гц, а наиболее толстая 6-я струна – частоту 82,41 Гц, что соответствует изменению высоты звука на две октавы (в 4 раза). Сокращение длины струны приводит к повышению ее собственных частот колебаний: например, 2-я струна, зажатая на 5-м ладу, будет иметь такую же фундаментальную частоту, что и 1-я струна. Настройка струн на требуемую частоту звучания производится путем изменения силы их натяжения с помощью специальных механизмов – колков. Отмеченные закономерности могут быть объяснены и с помощью известной из физики формулы

$$f = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \sqrt{\frac{k}{m}}$$

где f – собственная частота колебаний сосредоточенной массы, подвешенной на упругом элементе; k – жесткость упругого элемента; m – величина массы.

Очевидно, что повышение силы натяжения струны приводит к увеличению ее жесткости на изгиб, а уменьшение длины и площади поперечного сечения струны – к снижению ее массы. В итоге будет наблюдаться увеличение собственных частот колебаний струны. В общем случае для колебательных систем с более высокой жесткостью и более низкой массой будут характерны более высокие частоты собственных колебаний.

Каждой собственной частоте соответствует определенное распределение амплитуды колебаний объекта (в случае струны – распределение амплитуды по ее длине), называемой **собственной формой (модой)** колебаний. У струны n -й собственной частоте колебаний соответствует мода, содержащая n полуволн $\lambda/2$, где длина волны определяется формулой

$$\lambda = \left(\frac{1}{L}\right) \sqrt{\frac{T}{\rho S}}$$

Такая мода будет иметь $n + 1$ **узловых точек**, в которых амплитуда колебаний равна нулю, и n **пучностей**, в которых амплитуда принимает максимальное по длине струны значение (рис. 1).

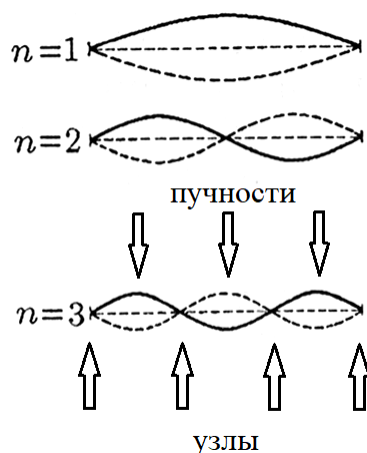


Рис. 1. Собственные формы колебаний струны

Измерение собственных частот колебаний является важным по следующим причинам:

1. Собственные частоты колебаний изменяются при появлении дефектов, например, трещин, в контролируемом объекте, что используется в неразрушающем контроле для выявления дефектов, делающих опасной эксплуатацию различных технических объектов.

2. Собственные частоты изменяются при воздействии на колебательную систему различных внешних факторов, таких как давление, температура и т.п., что позволяет создавать резонансные датчики физических величин, в которых измеряемая физическая величина преобразуется в частоту механических колебаний.

3. Явление резонанса может быть опасным с точки зрения эксплуатации объекта. В этих случаях объект проектируют таким образом, чтобы исключить возможность совпадения его собственных частот колебаний с частотами внешних возмущений, действующих на объект в процессе эксплуатации.

4. В некоторых случаях, например, в вибрационных машинах и приводах, с целью усиления колебаний по амплитуде, напротив, стремятся достигнуть резонанса путем подбора частот вынуждающего воздействия, совпадающих с собственными частотами колебаний объекта.

Методы определения собственных частот

Для экспериментального определения собственных частот колебаний могут использоваться метод вынужденных колебаний и метод свободных колебаний. Оба метода основаны на возбуждении колебаний в контролируемом объекте с помощью возбудителя и регистрации АЧХ объекта (зависимости амплитуды колебаний объекта от частоты). Частотные составляющие вынуждающего воздействия, соответствующие собственным частотам колебаний объекта, будут подвергаться резонансному усилению, что позволяет по зарегистрированной АЧХ объекта определить совокупность собственных частот его колебаний.

Метод вынужденных колебаний характеризуется наличием постоянной связи между возбудителем колебаний и контролируемым объектом, что является существенным недостатком, так как приводит к смещению резонансных частот относительно частот свободных колебаний и возникновению трудно устранимой систематической погрешности. Смещение резонансных частот может быть уменьшено путем ослабления связи контролируемого объекта с возбудителем колебаний, однако это приводит к снижению амплитуды колебаний, что затрудняет их регистрацию. Структурная схема реализации метода вынужденных колебаний представлена на рис. 2.

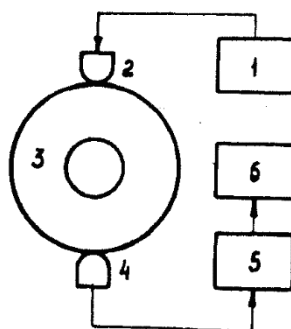


Рис. 2. Структурная схема реализации метода вынужденных колебаний

Колебания контролируемого объекта 3 создаются с помощью электро-механического возбудителя 2, подключенного к электрическому генератору 1. Амплитуда колебаний объекта регистрируется с помощью датчика 4, сигнал с которого подается на усилитель 5 и блок 6 обработки и отображения информации.

По своему характеру возбуждение контролируемого объекта быть гармоническим с дискретно (ступенчато) изменяющейся частотой, гармоническим с непрерывно изменяющейся частотой (со сканированием частоты) и стационарным случайным. Недостатком гармонического возбуждения являются значительные затраты времени на измерения, так как продолжительность воздействия каждой частоты должна быть достаточно большой для достижения установившегося режима колебаний объекта: соответственно, при сканировании частоты скорость изменения частоты возбуждения должна быть достаточно малой. При гармоническом возбуждении последовательно регистрируется отклик объекта на различные частоты вынуждающего воздействия, то есть производится сканирование АЧХ объекта. Случайное (шумоподобное) возбуждение характеризуется широкой полосой частот: например, белый шум обладает бесконечной равномерной АЧХ. При использовании стационарного случайного возбуждения продолжительность измерений снижается по сравнению с гармоническим возбуждением, так как за счет широкой полосы частот вынуждающей силы одновременно возбуждаются все моды колебаний, собственные частоты которых лежат в данной полосе частот. Таким образом, путем расчета спектра колебаний объекта определяется его полная АЧХ без необходимости ее медленного сканирования по частоте. Свободные граничные условия при испытаниях могут имитироваться путем установки контролируемого объекта на не жестких упругих элементах. Такое закрепление приводит к возникновению одной или нескольких твердотельных мод (сопровождающихся смещением контролируемого объекта как недеформируемого твердого тела), собственные частоты которых определяются жесткостью упругих элементов подвески и массой контролируемого объекта: при малой жесткости упругих элементов собственные частоты твердотельных мод будут далеки от собственных частот контролируемого объекта и не будут влиять на результаты измерений.

Метод свободных колебаний предполагает отсутствие постоянной связи между возбудителем колебаний и контролируемым объектом. Колебания контролируемого объекта возбуждаются в этом способе путем удара. Структурная схема реализации метода свободных колебаний представлена на рис. 3.

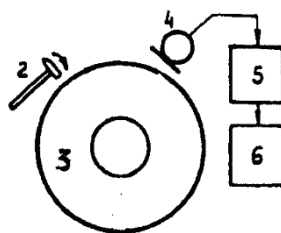


Рис. 3. Структурная схема реализации метода свободных колебаний

Колебания контролируемого объекта 3 создаются с помощью ударника 2, а их амплитуда косвенно регистрируется с помощью микрофона 4 либо другого бесконтактного преобразователя. Как и в методе вынужденных колебаний, сигнал с датчика подается на усилитель 5 и блок 6 обработки и отображения информации.

Как и в методе вынужденных колебаний со стационарным случайным возбуждением, за счет широкой полосы частот вынуждающего воздействия одновременно возбуждаются все моды колебаний, собственные частоты которых лежат в данной полосе частот, однако, в отличие от метода вынужденных колебаний, ширина полосы частот возбуждения является трудно контролируемой: основными факторами, влияющими на ее величину, являются твердости материалов контролируемого объекта и ударника, с ростом которых увеличивается и ширина полосы частот. Ударное воздействие обычно создается с помощью специальных ударных молотков для модального анализа, оснащенных встроенным датчиком силы и сменными наконечниками различной твердости. Ударное воздействие также может создаваться с помощью свободно падающих или приводимых в движение сжатым воздухом сферических ударных элементов (шариков).

Регистрация параметров колебаний объекта должна предпочтительно выполняться бесконтактными методами, так как контактное взаимодействие датчика с контролируемым объектом будет приводить к смещению резонансных частот. Известные методы бесконтактного контроля параметров колебаний основаны на использовании лазерных доплеровских виброметров и акустических микрофонов.

В основу работы *лазерного доплеровского виброметра* (ЛДВ) положен *эффект Доплера* – эффект изменения частоты волн (электромагнитных или акустических), регистрируемых приемником при наличии движения источника относительно приемника. Волна может попадать на приемник напрямую либо после отражения или рассеяния на отражателе (рассеивателе). Во втором случае эффект Доплера может возникать и в результате движения отражателя (рассеивателя) при неподвижных источнике и приемнике. В ЛДВ используется эффект Доплера для лазерного излучения, представляющего собой один из типов электромагнитных волн, а в роли отражателя (рассеивателя) выступает поверхность объекта измерения. Изменение Δf_D частоты лазерного излучения в результате эффекта Доплера определяется формулой

$$\Delta f_D = \frac{2f_0 v_x}{c_0},$$

где f_0 – начальная частота излучения, v_x – проекция вектора колебательной скорости на направление лазерного луча, c_0 – скорость света в вакууме.

Конструктивно ЛДВ выполняется по схеме *интерферометра Маха-Цендера* и состоит из источника 1 лазерного излучения, поляризационных светоделителей 4 и 4', акустооптического модулятора 5, четвертьволновой кварцевой пластинки 6 и фотодетектора 8 (рис. 4).

Светоделители 4 обеспечивают деление светового потока, создаваемого лазером 1, на опорный луч 2, не взаимодействующий с объектом измерения 7, и измерительный луч 3, испытывающий отражение или рассеяние на поверхности

объекта измерения. Светоделители также обеспечивают рекомбинацию опорного и измерительного лучей на фотодетекторе 8 после взаимодействия измерительного луча с поверхностью объекта измерения. В результате эффекта Доплера измерительный луч будет иметь на фотодетекторе частоту $f_0 \pm \Delta f_D$, где знак доплеровского смещения частоты будет определяться направлением вектора колебательной скорости поверхности объекта измерения относительно направления падающего на нее измерительного луча: плюс при встречном направлении и минус при попутном направлении.

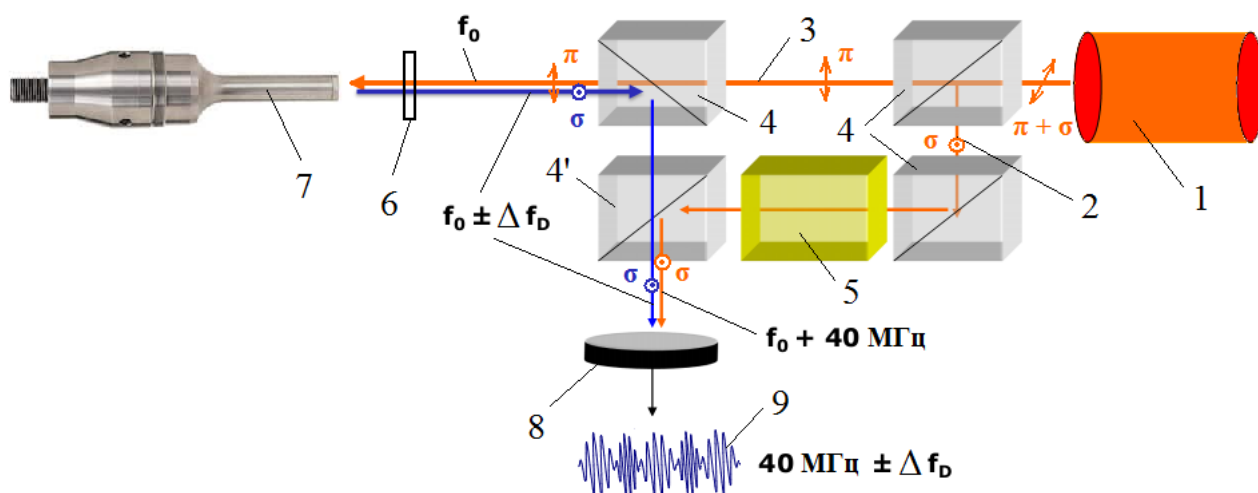


Рис. 4. Схема конструкции ЛДВ

Для определения направления вектора колебательной скорости на пути опорного луча устанавливается **акустооптический модулятор (АОМ) 5**, создающий смещение частоты опорного луча на постоянную величину f_m , например, 40 МГц, используемую в качестве опорной частоты. Конструктивно АОМ представляет собой кристалл, в котором с помощью пьезоэлектрического возбуждителя создается ультразвуковая волна, распространяющаяся перпендикулярно к направлению лазерного луча и имеющая частоту f_m . Смещение частоты лазерного луча возникает в результате его взаимодействия с неоднородностями показателя преломления, возникающими в кристалле в результате его деформаций, вызванных ультразвуковой волной. В итоге на фотодетекторе складываются две световые волны с близкими частотами $f_0 \pm \Delta f_D$ и $f_0 + f_m$, взаимодействие которых приводит к возникновению сигнала биения 9 с низкочастотной огибающей, имеющей частоту $f_m \pm \Delta f_D$. Под **биением** понимают периодическое изменение амплитуды результирующего сигнала (возникновение амплитудной модуляции или низкочастотной огибающей) при сложении двух высокочастотных колебаний близких частот. Таким образом, частота огибающей несет информацию как об абсолютной величине проекции колебательной скорости, так и о ее направлении, которое определяется путем сравнения частоты огибающей с опорной частотой f_m . Поляризация световых волн указана на рис. 4 символами π (поляризация в плоскости хода лучей) и σ (поляризация в перпендикулярной плоскости). Поляризационные светоделители пропускают без изменения направления световые волны с π -поляризацией и отражают под углом 90° волны с σ -поляризацией. Четвертьволновая кварцевая пластинка 6 преобразует па-

дающий на поверхность объекта измерения луч с линейной π -поляризацией в волну с круговой поляризацией, направление которой будет изменяться на противоположное при зеркальном отражении от поверхности объекта измерения. При прохождении через пластинку отраженная волна с круговой поляризацией будет преобразовываться в волну с линейной σ -поляризацией, которая будет рекомбинироваться на фотодетекторе 8 с опорным лучом, имеющим такую же поляризацию. Для рекомбинации двух волн одинаковой поляризации, распространяющихся под углом 90° друг к другу, используется неполяризующий светоделитель 4'. На рис. 4 показаны лишь те части этих волн, которые при прохождении через светоделитель 4' попадают на фотодетектор 8: в действительности каждая из волн частично проходит через светоделитель без изменения направления, а частично отражается внутри него.

В настоящее время существуют микроэлектромеханические микрофоны (МЭМС-микрофоны), которые благодаря своим малым размерам не вносят существенных искажений в измеряемое ими звуковое поле и могут использоваться для косвенной бесконтактной регистрации параметров колебаний твердых тел. Пример конструкции такого микрофона приведен на рис. 5.

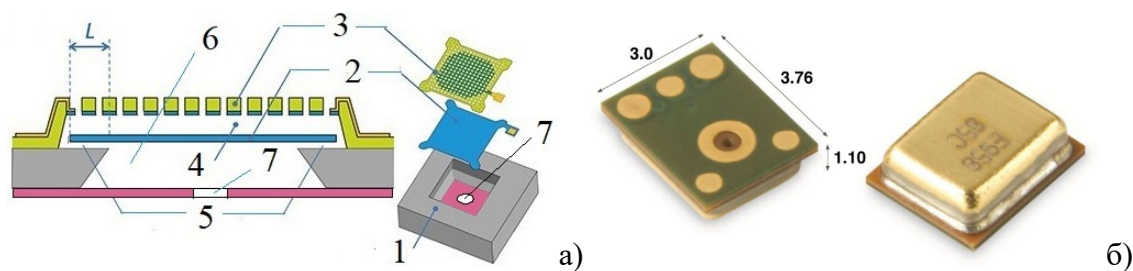


Рис. 5. Схема конструкции (а) и фотография (б) МЭМС-микрофона

Чувствительный элемент микрофона представляет собой конденсатор, один из электродов которого выполнен в форме мембраны 2, закрепленной на кремниевой подложке 1 и деформирующейся под действием звукового давления, а второй – в форме перфорированной жесткой пластины 3. Наличие микроперфораций в электроде 3 позволяет минимизировать так называемый *эффект демпфирования сжатой пленкой*, обусловленный движением тонкого слоя воздуха в зазоре 4 между электродами при деформациях мембраны и приводящий к возникновению собственных шумов. По краю мембраны выполняются вентиляционные каналы 5, служащие для выравнивания статического давления между окружающей средой и воздушным зазором 4. Акустический канал 7, в который поступает звуковое давление, образует в совокупности с передней камерой 6 сенсорного элемента так называемый *резонатор Гельмгольца* (акустический резонатор в виде полости, сообщающейся узким каналом с окружающей средой) с собственной частотой, заключенной в звуковом или ультразвуковом диапазоне (в зависимости от конструктивных параметров датчика). При необходимости получения достаточно равномерной АЧХ микрофона в звуковом диапазоне частот резонатор Гельмгольца проектируется таким образом, чтобы его собственная частота лежала в ультразвуковом диапазоне. Такой микрофон будет обладать повышенной чувствительностью к ультразвуковым волнам с частотами, близкими к его собственной частоте, однако при его

использовании для количественного контроля характеристик ультразвуковых волн необходимо учитывать неравномерность АЧХ.

Описание лабораторного оборудования

Фотография внешнего вида лабораторной установки приведена на рис. 6.

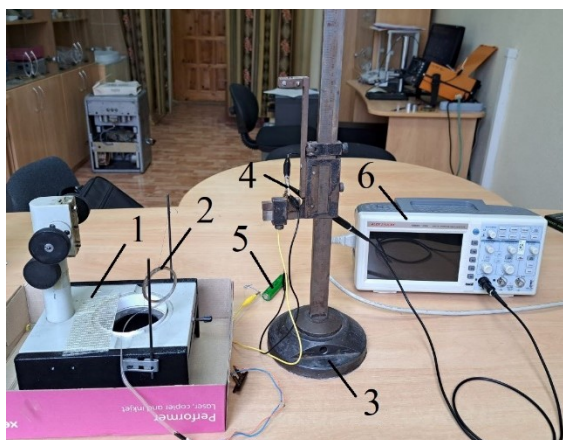


Рис. 6. Фотография лабораторной установки

Установка состоит из основания 1, на котором на горизонтальной нити подвешен контролируемый объект в виде кольца 2, стойки 3, на которой закреплен ультразвуковой микрофон 4, элемента питания 5 и цифрового осциллографа 6. Фотография лицевой панели осциллографа и расположенных на ней органов управления приведена на рис. 7.



Рис. 7. Фотография лицевой панели осциллографа

Осциллограф имеет два входных канала CH1 и CH2, к которым с помощью коаксиальных разъемов могут подключаться измерительные щупы или соединительные кабели датчиков. Включение и выключение каналов и настройка их параметров производятся кнопками CH1 и CH2. При включенных каналах соответствующие им кнопки подсвечиваются зеленым и желтым цветами. Параметры настройки отображаются в меню в правой части экрана (рис. 8).

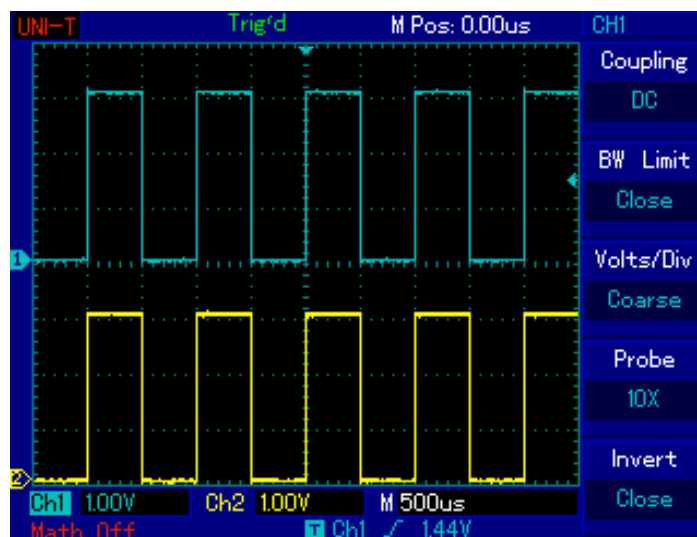


Рис. 8. Внешний вид экрана осциллографа

Выбор пунктов меню производится кнопками F1-F5, расположенных напротив соответствующих пунктов. При нажатии одной из кнопок происходит раскрытие соответствующего пункта меню в виде выпадающего списка опций, выбор которых осуществляется с помощью многофункциональной кнопки MULTI PURPOSE: переход от одной опции к другой производится вращением кнопки, а выбор одной из опций нажатием на кнопку. Например, при нажатии кнопки F1 для показанного на рис. 8 примера происходит раскрытие пункта меню Coupling (Развязка), а при нажатии кнопки F4 – раскрытие пункта Probe (Щуп). Многофункциональной кнопкой может производиться выбор развязки по постоянному (DC) или переменному (AC) току, а также выбор щупа с делением 1:1 или 1:10. При развязке по постоянному току осциллограф пропускает как переменную, так и постоянную составляющую сигнала, а при развязке по переменному току – только переменную составляющую. Щуп с делением 1:10 используется при измерении высоких напряжений и уменьшает амплитуду напряжения в 10 раз перед его подачей на осциллограф.

Регулировка усиления (масштаба отображения сигнала по вертикальной оси) производится вращением регулятора VOLTS/DIV, а регулировка развертки (масштаба отображения сигнала по горизонтальной оси) – вращением регулятора SEC/DIV. Соответствующие значения отображаются в нижней части экрана: например, на рис. 8 значения 1.00 V соответствуют масштабу 1 В/дел для каналов Ch1 и Ch2, а значение 500 us (500 μ s) – развертке 500 мкс/дел. Нулевой уровень сигнала указывается ползунками с цифрами 1 и 2 в левой части экрана и может регулироваться вращением регулятора VERTICAL POSITION. Быстрый возврат нулевого уровня в середину экрана производится кнопкой SET TO ZERO.

При нажатии на кнопку RUN/STOP происходит запоминание текущего временного отрезка сигнала. При этом изображение на экране осциллографа «замораживается», а кнопка подсвечивается красным цветом. Выход из режима запоминания производится повторным нажатием на кнопку RUN/STOP. Кнопка при этом подсвечивается зеленым цветом.

Возможно также автоматическое запоминание сигнала, например, при достижении его значением определенного порогового уровня. Такой режим работы называется режимом триггера и настраивается с помощью кнопки TRIG MENU. Необходимый пороговый уровень сигнала задается вращением регулятора TRIGGER LEVEL, а момент начала записи – вращением регулятора HORIZONTAL POSITION. Уровень триггера графически изображается ползунком в правой части экрана, а его числовое значение указывается в нижней части экрана: например, на рис. 8 запись Ch1 $\sqrt{\quad}$ 1.44 V означает, что запоминание сигнала происходит при уровне сигнала 1-го канала, достигающем 1,44 В. Момент начала записи графически изображается ползунком в верхней части экрана, а соответствующее ему значение времени указывается в верхней части экрана: например, на рис. 8 запись M Pos: 0.00 us означает, что моменту начала записи соответствует значение времени 0 мкс (за начало отсчета принята середина экрана). Если предыстория сигнала до момента срабатывания триггера не представляет интереса, то рекомендуется устанавливать ползунок момента начала записи в крайнее левое положение. При срабатывании триггера кнопка RUN/STOP подсвечивается красным цветом. Для проведения последующих измерений необходимо повторно нажать на кнопку RUN/STOP. Кнопка при этом подсветится зеленым цветом.

После запоминания сигнала осциллографом он может быть сохранен на USB-накопитель, для чего под кнопками F1-F5 предусмотрен USB-порт. Настройка параметров сохранения сигнала производится кнопкой STORAGE.

Обработка и визуализация сигнала могут производиться на персональном компьютере с помощью программного обеспечения WaveAnalysis.

Выполнение работы

1. Ознакомиться с теоретическим материалом и описанием лабораторного оборудования.

2. Включить осциллограф. Убедиться, что включен канал CH1, а в настройках канала установлены развязка по переменному току (Coupling \rightarrow AC) и щуп с делением 1:1 (Probe \rightarrow 1X).

3. Установить вертикальный масштаб 50 мВ/дел и развертку 200 мкс/дел.

4. В меню настройки триггера убедиться, что заданы следующие опции:

4.1 Источник сигнала – канал CH1 (Source \rightarrow CH1).

4.2 Тип запуска – по фронту (Type \rightarrow Edge).

4.3 Запуск по нарастающему фронту (Slope \rightarrow Rise).

4.4 Однократный режим запуска (Mode \rightarrow Single).

4.5 Развязка по переменному току (Coupling \rightarrow AC).

5. Установить уровень триггера около 100 мВ. При данном уровне не должно происходить самопроизвольное срабатывание триггера: если оно происходит, то можно повысить уровень срабатывания.

6. Задать значение времени, соответствующее моменту начала записи, равным –1,4 мс (крайнее левое положение ползунка момента начала записи).

7. Нанести удар стальным шариком диаметром 7,8 мм по контролируемому объекту (кольцу). Удар создается путем свободного падения шарика с высоты около 50 мм.

8. В случае успешного срабатывания триггера на экране должен появиться сигнал, подобный изображенному на рис. 9 (свободные затухающие колебания кольца, затухание слабо выражено при выбранном временном масштабе).

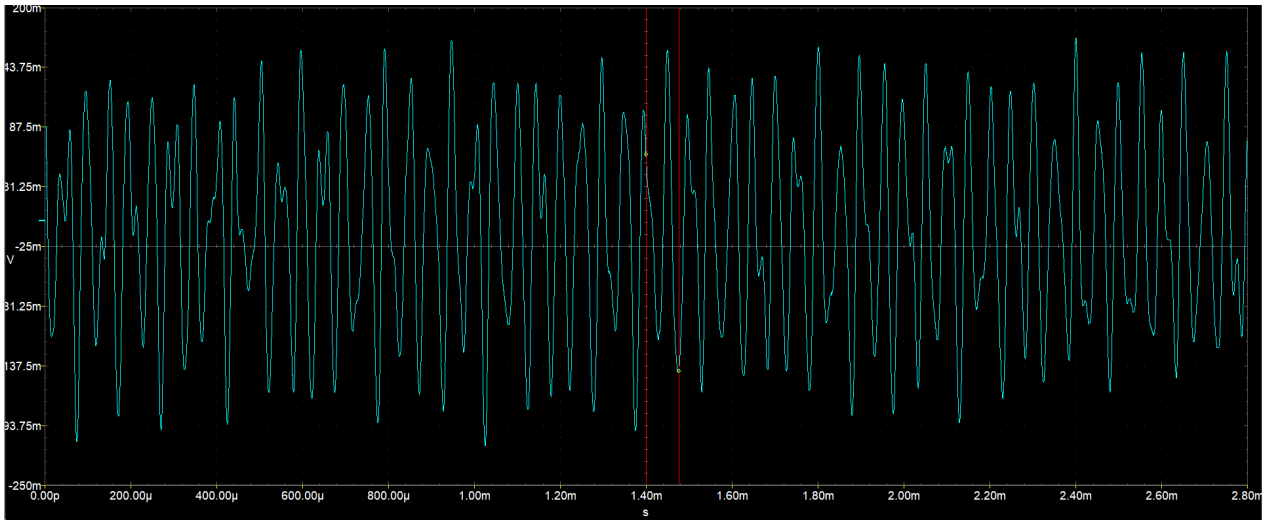


Рис. 9. Пример сигнала на экране осциллографа

Если срабатывание триггера не происходит, то необходимо понизить уровень срабатывания и повторить ударное воздействие.

9. Сохранить полученный сигнал на USB-накопитель. Перед сохранением убедиться, что в меню STORAGE заданы следующие опции:

9.1 Источник сигнала – канал CH1 (Source → CH1).


9.2 Номер сохраняемого файла – 1 (Dest → 1). Выбор номера производится многофункциональной кнопкой MULTI PURPOSE.

9.3 Сохранение на USB-накопитель (Disk → USB). Данный пункт находится на 2-й странице меню, переход к которой с 1-й страницы производится кнопкой F5 (расположенной напротив пункта меню Next 1/2).

9.4 Сохранение сигнала в высоком разрешении (Length → Long).

Возвращаясь на 1-ю страницу меню с помощью кнопки F4 (расположенной напротив пункта меню Previous 2/2), сохраняем файл с помощью кнопки F4 (расположенной напротив пункта меню Save).

10. Открыть сохраненный файл LWAVE001.SAV на персональном компьютере с помощью программы WaveAnalysis. Файл сохраняется на USB-накопителе в папке DSO (если такая папка отсутствует, то она создается автоматически).

11. Убедитесь, что включен режим измерения (Measure Mode). В этом случае на графике сигнала должны отображаться две вертикальные измерительные линии красного цвета, перемещая которые можно отслеживать значения амплитуды сигнала в различные моменты времени (текущие значения времени и амплитуды отображаются внизу под графиком). Включение режима измерения производится нажатием на пиктографическую кнопку , расположенную справа от кнопки открытия файла.

12. В меню Analysis выбрать пункт FFT (расчет АЧХ сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье). В открывшемся окне выберите Hanning FFT Window (оконная функция Хэннинга: оконная функция представляет собой

функцию со значениями, убывающими на концах временного отрезка регистрации сигнала, на которую умножается сигнал для повышения разрешения по частоте или амплитуде). На экране должен появиться спектр, подобный представленному на рис. 10.

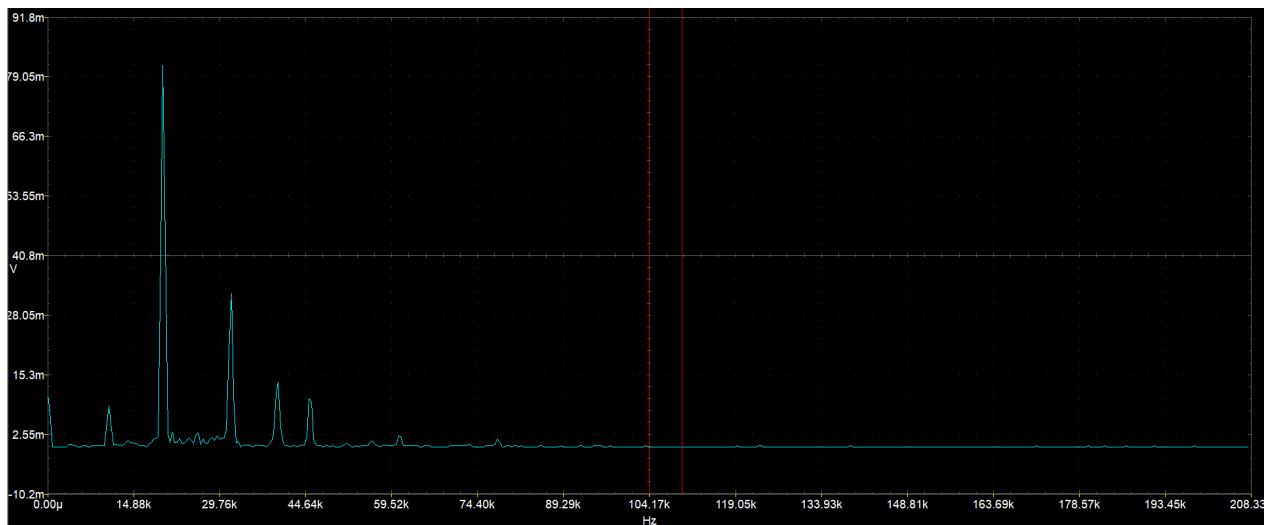


Рис. 10. Примерный вид спектра сигнала

13. Последовательно совмещая одну из красных измерительных линий с вершинами пиков спектра, записать соответствующие им значения собственных частот.

14. Полученные данные занести в таблицу.

15. Оформить отчет по работе.

Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Общие сведения о собственных частотах колебаний и методах их измерения.
3. Результаты измерений.
4. Выводы.

Контрольные вопросы к лабораторной работе

1. Что понимают под собственными частотами и формами колебаний?
2. Какие факторы оказывают влияние на собственные частоты колебаний?
3. Чем обусловлена важность измерения собственных частот колебаний?
4. В чем состоит принцип измерения собственных частот методом вынужденных колебаний?
5. Назовите способы возбуждения колебаний контролируемого объекта в методе вынужденных колебаний по их характеру.
6. В чем состоит принцип измерения собственных частот методом свободных колебаний?
7. Опишите конструкцию и принцип действия лазерного доплеровского виброметра.
8. Опишите конструкцию и принцип действия микроэлектромеханического микрофона.

III. КОНТРОЛЬ ЗНАНИЙ

Вопросы к экзамену по дисциплине «Физические основы измерений»

1. Классификация первичных преобразователей. Параметрические и генераторные датчики.
2. Статическая характеристика датчика. Чувствительность датчика. Определение чувствительности графическим методом. Виды нелинейностей датчиков.
3. Динамические характеристики датчиков, переходные процессы в датчиках. АЧХ и ФЧХ датчика.
4. Преобразователи температуры, основанные на тепловом расширении жидкостей. Рабочие жидкости жидкостных термометров.
5. Дилатометрические и биметаллические термометры. Материалы биметаллов.
6. Зависимость сопротивления металлов от температуры. Температурный коэффициент сопротивления.
7. Металлические термометры сопротивления (терморезисторы): материалы, конструкция и схемы включения.
8. Зависимость сопротивления полупроводников от температуры. Полупроводниковые термометры сопротивления (термисторы). Термисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления (позисторы).
9. Явление термоэлектричества (эффект Зеебека). Коэффициент Зеебека.
10. Термопары. Материалы термопар.
11. Пироэлектрический эффект и пироэлектрики.
12. Пироэлектрические преобразователи и схемы их включения.
13. Бесконтактные датчики температуры на основе болометров и термобатарей.
14. Зависимость сопротивления проводников от деформации. Тензометрический коэффициент.
15. Проволочные тензометрические преобразователи: материалы, конструкция и схемы включения. Способы термокомпенсации тензометрических преобразователей.
16. Пьезорезистивные свойства кремния.
17. Полупроводниковые тензометрические преобразователи: особенности конструкции и технологии изготовления. Датчики типа «кремний на диэлектрике» и «кремний на сапфире».
18. Пьезоэлектрический эффект (прямой и обратный) и пьезоэлектрические материалы.
19. Пьезоэлектрические преобразователи и схемы их включения.
20. Преобразователи давления на основе кварцевых резонаторов.
21. Принцип действия и конструкция силовых чувствительных резисторов.
22. Принцип действия и конструкция преобразователей на основе эффекта Холла.
23. Дискретные датчики Холла и примеры их использования.

24. Компенсация напряжения смещения в датчиках Холла методом вращающегося тока.
25. Конструкция и принцип действия фотоэлектрических преобразователей. Источники и приемники света для фотоэлектрических преобразователей.
26. Схемы включения фотоэлектрических преобразователей.
27. Фотоэлектрические преобразователи на основе лазерных диодов. Интерферометрические преобразователи и преобразователи на основе эффекта самосмещения.
28. Абсолютные и инкрементные фотоэлектрические датчики углового положения.
29. Фотоэлектрические датчики линейных перемещений.
30. Емкостные преобразователи и схемы их включения. Пример использования емкостных преобразователей в тачпаде.
31. Индуктивные преобразователи и схемы их включения. Индуктивные преобразователи углового положения с печатными обмотками.
32. Включение емкостных и индуктивных преобразователей в колебательный контур автогенератора.
33. Индукционные преобразователи и примеры их практического использования.
34. Магнитострикционные преобразователи и примеры их практического использования.

IV. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЙ РАЗДЕЛ

Учебная программа дисциплины

Белорусский национальный технический университет

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по учебной работе
Белорусского национального
технического университета

_____ Ю.А. Николайчик

_____ /уч.
Регистрационный № УД- _____

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Учебная программа учреждения высшего образования
по учебной дисциплине для специальности

1-38 01 01 «Механические и электромеханические приборы и аппараты»

Минск 2023 г.

Учебная программа составлена на основе образовательного стандарта ОСВО 1-38 01 01-2019 и учебных планов специальности 1-38 01 01 «Механические и электромеханические приборы и аппараты».

СОСТАВИТЕЛЬ:

Д.А. Степаненко, профессор кафедры «Конструирование и производство приборов» Белорусского национального технического университета, доктор технических наук, доцент

РЕЦЕНЗЕНТЫ:

Р.И. Воробей, заведующий кафедрой «Информационно-измерительная техника и технологии» Белорусского национального технического университета, кандидат технических наук, доцент;

Е.Н. Щербакова, доцент кафедры «Микро- и нанотехника» Белорусского национального технического университета, кандидат физико-математических наук, доцент

РЕКОМЕНДОВАНА К УТВЕРЖДЕНИЮ:

Кафедрой «Конструирование и производство приборов» Белорусского национального технического университета
(протокол № ___ от _____ 202_ г.)

Заведующий кафедрой _____ А.Л. Савченко

Методической комиссией Приборостроительного факультета Белорусского национального технического университета
(протокол № ___ от _____ 202_ г.)

Председатель методической комиссии _____ В.В. Красовский

Научной библиотекой БНТУ _____ Т.И. Бирюкова

Научно-методическим советом Белорусского национального технического университета (протокол № _____ секции № 1 от _____ 2023 г.).

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

Учебная программа по учебной дисциплине «Физические основы измерений» разработана для специальности 1-38 01 01 «Механические и электромеханические приборы и аппараты».

Целью изучения учебной дисциплины является формирование знаний о наиболее распространенных способах получения информации с помощью измерительных преобразователей.

Основными задачами учебной дисциплины являются:

- обучение студентов основам анализа и выбора физических принципов функционирования измерительных преобразователей;
- обучение студентов выбору рациональных значений технических параметров измерительных преобразователей физических величин.

Учебная дисциплина базируется на знаниях, полученных при изучении таких дисциплин как «Физика», «Стандартизация и метрология», «Теоретические основы электротехники». Знания и умения, полученные студентами при изучении данной дисциплины, необходимы для освоения специальных дисциплин и дисциплин специализации, связанных с конструированием, расчетом и проектированием контрольно-измерительных приборов.

В результате изучения учебной дисциплины «Физические основы измерений» студент должен:

знать:

- основные физические принципы, лежащие в основе работы средств измерений;
- статические и динамические характеристики измерительных преобразователей;

уметь:

- определять требования к основным характеристикам средств измерений, обеспечивающие решение измерительной задачи;
- выбирать методики и аппаратные средства, обеспечивающие решение измерительной задачи;

владеть:

- терминологией и понятиями, применяемыми в сфере измерительной техники.

Освоение данной учебной дисциплины обеспечивает формирование следующей компетенции:

СК-1 – Владеть физическими основами преобразования измеряемых параметров в величины, удобные для дальнейшей обработки, методами и средствами преобразования измерительной информации, применять полученные знания при проектировании приборов.

Согласно учебным планам на изучение учебной дисциплины отведено:

– для очной формы получения высшего образования всего 140 часов, из них аудиторных 66 часов;

– для заочной формы получения высшего образования всего 140 часов, из них аудиторных 16 часов;

– для заочной формы получения высшего образования, интегрированной со средним специальным образованием, всего 140 часов, из них аудиторных 16 часов

Распределение аудиторных часов по курсам, семестрам и видам занятий приведено в таблицах 1-3.

Таблица 1.

Очная форма получения высшего образования					
Курс	Семестр	Лекции, ч.	Лабораторные занятия, ч.	Практические занятия, ч.	Форма текущей аттестации
3	5	50	16	–	экзамен

Таблица 2.

Заочная форма получения высшего образования					
Курс	Семестр	Лекции, ч.	Лабораторные занятия, ч.	Практические занятия, ч.	Форма текущей аттестации
2	4	2	–	–	–
3	5	6	8	–	экзамен

Таблица 3.

Заочная форма получения высшего образования, интегрированная со средним специальным образованием					
Курс	Семестр	Лекции, ч.	Лабораторные занятия, ч.	Практические занятия, ч.	Форма текущей аттестации
2	4	2	–	–	–
3	5	6	8	–	экзамен

СОДЕРЖАНИЕ УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА

Тема 1. Введение

Предмет, содержание, цель и задачи курса. Методические рекомендации по изучению курса. Место измерений в приборостроении.

Тема 2. Общие сведения о первичных преобразователях и их характеристиках

Классификация первичных преобразователей. Параметрические и генераторные датчики. Статическая характеристика датчика. Чувствительность датчика. Определение чувствительности графическим методом. Виды нелинейностей датчиков. Динамические характеристики датчиков, переходные процессы в датчиках.

Тема 3. Первичные преобразователи температуры

Преобразователи температуры, основанные на тепловом расширении вещества. Жидкостные и газовые термометры. Рабочие жидкости жидкостных термометров. Биметаллические термометры. Материалы биметаллов. Зависимость сопротивления металлов от температуры. Температурный коэффициент сопротивления. Металлические термометры сопротивления (терморезисторы): материалы, конструкция и схемы включения. Зависимость сопротивления полупроводников от температуры. Полупроводниковые термометры сопротивления (термисторы). Термисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления (позисторы). Технология изготовления и материалы термисторов. Явление термоэлектричества (эффект Зеебека). Коэффициент Зеебека. Термопары. Материалы термопар. Измерение температуры с помощью пирометров. Принцип действия яркостного (монохроматического) пирометра с исчезающей нитью.

Тема 4. Первичные преобразователи давления

Гидростатические преобразователи давления. Выбор рабочих жидкостей гидростатических преобразователей. Упругие чувствительные элементы деформационных манометров. Зависимость сопротивления проводников от деформации. Тензометрический коэффициент. Проволочные тензометрические преобразователи: материалы, конструкция и схемы включения. Способы термокомпенсации тензометрических преобразователей. Полупроводниковые тензометрические преобразователи: особенности конструкции и технологии изготовления. Датчики типа КНД и КНС. Пьезоэлектрический эффект (прямой и обратный) и пьезоэлектрические материалы. Пьезоэлектрические преобразователи. Магнитострикционный эффект (прямой и обратный) и магнитострикционные материалы. Магнитострикционные преобразователи. Волоконно-оптические датчики с резонатором Фабри-Перо и внутриволоконной решеткой Брэгга. Датчики на основе поверхностных акустических волн.

Тема 5. Первичные преобразователи параметров магнитного поля

Магнитоимпедансные преобразователи. Преобразователи на основе эффекта Холла. Пример использования датчиков Холла в бесконтактных концевых выключателях. Сверхпроводящие квантовые интерференционные датчики (СКВИДы). Стационарный и нестационарный эффекты Джозефсона. Магниторезистивные преобразователи. Виды магниторезистивного эффекта.

Тема 6. Первичные преобразователи параметров колебаний и вибраций

Измерение параметров колебаний и вибраций с помощью волоконно-оптических датчиков. Кинематический и сейсмический методы измерения параметров колебаний и вибраций. Измерение параметров колебаний и вибраций с помощью лазерного доплеровского виброметра.

Тема 7. Фотоэлектрические преобразователи

Конструкция и принцип действия фотоэлектрических преобразователей. Источники и приемники света для фотоэлектрических преобразователей. Источники лазерного излучения для измерительных преобразователей. Абсолютные и инкрементные фотоэлектрические датчики углового положения. Пример использования фотоэлектрических преобразователей для измерения перемещений компьютерной мыши. Фотоэлектрические датчики линейных перемещений. Пример использования фотоэлектрических преобразователей для измерения деформаций кантилевера атомно-силового микроскопа.

Тема 8. Емкостные и индуктивные преобразователи

Емкостные преобразователи и схемы их включения. Пример использования емкостных преобразователей в тактаде. Индуктивные преобразователи и схемы их включения. Включение емкостных и индуктивных преобразователей в колебательный контур автогенератора. Телеметрические системы на основе емкостных и индуктивных преобразователей.

Тема 9. Первичные преобразователи частоты вращения

Контактные и бесконтактные методы измерения частоты вращения. Центробежные, магнитоиндукционные, счетно-импульсные и стробоскопические тахометры.

Тема 10. Первичные преобразователи расхода вещества и уровня жидкости

Расходомеры переменного перепада давления. Дросселирование. Расходомеры постоянного перепада давления. Конструкция и принцип действия ротаметра. Ультразвуковые, тахометрические, индукционные, маркерные и тепловые расходомеры. Емкостные и поплавковые уровнемеры.

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КАРТА УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЫ
очная форма получения высшего образования

Номер раздела, темы	Название раздела, темы, занятия	Количество аудиторных часов			Количество часов СР	Форма контроля знаний
		Лекции	Практические занятия	Лабораторные занятия		
1	2	3	4	5	6	7
	5 семестр					
1.	Введение	2				
2.	Общие сведения о первичных преобразователях и их характеристиках	4				
3.	Первичные преобразователи температуры	6				
	Лабораторная работа № 1. Измерение температуры с помощью пирометров.			2		Защита лаб. работы
	Лабораторная работа № 2. Изучение вторичных приборов, применяемых с терморезисторами.			2		Защита лаб. работы
	Лабораторная работа № 3. Исследование статических характеристик термопар и терморезисторов.			2		Защита лаб. работы
4.	Первичные преобразователи давления	6				
	Лабораторная работа № 4. Приборы и датчики для измерения давления.			2		Защита лаб. работы
5.	Первичные преобразователи параметров магнитного поля	4				
6.	Первичные преобразователи параметров колебаний и вибраций	4				
	Лабораторная работа № 5. Измерение собственных частот механических колебательных систем методом свободных колебаний			2		Защита лаб. работы
7.	Фотоэлектрические преобразователи	6				
8.	Емкостные и индуктивные преобразователи	6				
9.	Первичные преобразователи частоты вращения	6				

1	2	3	4	5	6	7
	Лабораторная работа № 6. Измерение частоты вращения с помощью магнитоиндукционных тахометров.			2		Защита лаб. работы
	Лабораторная работа № 7. Измерение частоты вращения с помощью стробоскопического и счетно-импульсного методов.			2		Защита лаб. работы
10.	Первичные преобразователи расхода вещества и уровня жидкости	6				
	Лабораторная работа № 8. Приборы и датчики для измерения расхода вещества.			2		Защита лаб. работы
	Итого за семестр	50		16		Экзамен
	Всего аудиторных часов		66			

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КАРТА УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЫ
заочная форма получения высшего образования¹

Номер раздела, темы	Название раздела, темы, занятия	Количество аудиторных часов			Количество часов СР	Форма контроля знаний
		Лекции	Практические занятия	Лабораторные занятия		
1	2	3	4	5	6	7
	4 семестр					
1.	Общие сведения о первичных преобразователях и их характеристиках	2				
	Итого за семестр	2				
	5 семестр					
2.	Первичные преобразователи температуры и давления	2				
	Лабораторная работа № 1. Измерение температуры с помощью пирометров.			2		Защита лаб. работы
	Лабораторная работа № 2. Приборы и датчики для измерения давления.			2		Защита лаб. работы
3.	Первичные преобразователи частоты вращения	2				
	Лабораторная работа № 3. Измерение частоты вращения с помощью стробоскопического и счетно-импульсного методов.			2		Защита лаб. работы
4.	Первичные преобразователи расхода вещества и уровня жидкости	2				
	Лабораторная работа № 4. Приборы и датчики для измерения расхода вещества.			2		Защита лаб. работы
	Итого за семестр	6		8		Экзамен
	Всего аудиторных часов		16			

¹ Темы учебного материала, не указанные в Учебно-методической карте, отводятся на самостоятельное изучение студентом.

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКАЯ КАРТА УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЫ
заочная форма получения высшего образования, интегрированная со средним специальным образованием²

Номер раздела, темы	Название раздела, темы, занятия	Количество аудиторных часов			Количество часов СР	Форма контроля знаний
		Лекции	Практические занятия	Лабораторные занятия		
1	2	3	4	5	6	7
	4 семестр					
1.	Общие сведения о первичных преобразователях и их характеристиках	2				
	Итого за семестр	2				
	5 семестр					
2.	Первичные преобразователи температуры и давления	2				
	Лабораторная работа № 1. Измерение температуры с помощью пирометров.			2		Защита лаб. работы
	Лабораторная работа № 2. Приборы и датчики для измерения давления.			2		Защита лаб. работы
3.	Первичные преобразователи частоты вращения	2				
	Лабораторная работа № 3. Измерение частоты вращения с помощью стробоскопического и счетно-импульсного методов.			2		Защита лаб. работы
4.	Первичные преобразователи расхода вещества и уровня жидкости	2				
	Лабораторная работа № 4. Приборы и датчики для измерения расхода вещества.			2		Защита лаб. работы
	Итого за семестр	6		8		Экзамен
	Всего аудиторных часов		16			

² Темы учебного материала, не указанные в Учебно-методической карте, отводятся на самостоятельное изучение студентом.

ИНФОРМАЦИОННО-МЕТОДИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Список литературы

Основная литература

1. Афанасьев, А.А. Физические основы измерений и эталоны: учебное пособие / А.А. Афанасьев, А.А. Погонин. – Москва: ИНФРА-М, 2018. – 244 с.
2. Рачков, М.Ю. Физические основы измерений: учебное пособие / М.Ю. Рачков. – 2-е изд., испр. и доп. – Москва: Юрайт, 2018. – 174 с.

Дополнительная литература

1. Фрайден, Дж. Современные датчики. Справочник / Дж. Фрайден. – М.: Техносфера, 2005. – 588 с.
2. Физические основы измерений: Лабораторные работы (практикум) для специальности 1-38 01 01 «Механические и электромеханические приборы и аппараты» / Сост.: М.Г. Киселев, С.С. Савицкий. – Мн., 2008. – 109 с.

Средства диагностики результатов учебной деятельности

Оценка уровня знаний студента производится по десятибалльной шкале в соответствии с критериями, утвержденными Министерством образования Республики Беларусь.

Для оценки достижений студента рекомендуется использовать следующий диагностический инструментарий:

- защита выполненных на лабораторных занятиях заданий;
- сдача экзамена.

Перечень тем рефератов

1. Измерение сопротивлений по четырехточечной схеме.
2. Эффект сверхпроводимости и его применения в измерительной технике.
3. Первичные преобразователи на основе фазовых переходов «металл - диэлектрик».
4. Полупроводниковые материалы и их использование в первичных преобразователях.
5. Первичные преобразователи на основе сегнетоэлектриков.
6. Термоэлектрические эффекты и их применение в технике.
7. Первичные преобразователи на основе пирозлектрического эффекта.
8. Измерение параметров электромагнитных излучений с помощью болометров.
9. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи.
10. Жидкокристаллические датчики температуры.

11. Особенности конструкции и технологии изготовления микроэлектромеханических датчиков (МЭМС).
12. Описание пьезоэлектрических свойств материалов с помощью тензоров.
13. Исполнительные устройства на основе пьезоэлектрических материалов.
14. Конструкция и применения кварцевых резонаторов.
15. Пленочные пьезоэлектрические преобразователи на основе полимерных материалов.
16. Высокочастотная модуляция входного воздействия как способ повышения чувствительности датчика к низкочастотным сигналам.
17. Флексоэлектрический эффект и его практические применения.
18. Современные полупроводниковые материалы для изготовления тензометрических преобразователей.
19. Пьезорезистивные МЭМС-датчики давления.
20. Силочувствительные резисторы и их применения.
21. Магнитострикционные датчики положения.
22. Применение наноматериалов в первичных преобразователях.
23. Резонансные преобразователи физических величин.
24. Сенсорные компоненты современных смартфонов.
25. Сенсоры в автомобильной технике.

Методические рекомендации по организации и выполнению самостоятельной работы студентов

При изучении дисциплины рекомендуется использовать следующие формы самостоятельной работы:

- подготовка рефератов по индивидуальным темам;
- подготовка сообщений по заданным темам.