



*Томский межвузовский центр
дистанционного образования*

В. Е. Эрастов, Ю. К. Сидоров, В. Ф. Отчалко

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ДАТЧИКИ

Учебное пособие

Томск – 1999

Министерство общего образования Российской Федерации

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

В. Е. Эрастов, Ю. К. Сидоров, В. Ф. Отчалко

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ДАТЧИКИ

Учебное пособие

1999

Рецензент:

доцент кафедры информационно-измерительной техники ТУСУР, к.т.н.

Штарев Н. Н.

Эрастов В. Е., Сидоров Ю. К., Отчалко В. Е.

Измерительная техника и датчики: Учебное пособие. - Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 1999. - 178 с.

Излагаются принципы и методы измерений основных электрических и магнитных величин в широком частотном и динамической диапазонах; принципы построения средств измерений и их применение. Рассмотрены основные методы измерения неэлектрических величин электрическими методами. Большое внимание уделено датчикам при измерении неэлектрических величин. Рассмотрены вопросы автоматизации измерений на уровне как приборов, так и измерительных систем с использованием ЭВМ. Особое внимание уделено оценке погрешностей и путям достижения высокой точности измерений.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся на всех формах обучения с использованием дистанционных образовательных технологий.

© Эрастов В. Е., Сидоров Ю. К.,
Отчалко В. Е., 1999

© Томский межвузовский центр
дистанционного образования, 1999

ВВЕДЕНИЕ

Измерение – единственный способ получения количественной информации о величинах, характеризующих те или иные явления и процессы. Но измерение невозможно без специальных технических средств, называемых *средствами измерений* (СИ). СИ очень разнообразны, в измерительных процедурах находят применение различные виды СИ. Определение понятий, связанных с измерениями и классификацией СИ по различным признакам даны в курсе «Метрология». Наибольшее применение в практике технических измерений находят такие СИ, как измерительные преобразователи и измерительные приборы.

Измеряемые физические величины (ФВ) могут быть аналоговыми и дискретными. Подавляющее большинство измеряемых величин являются аналоговыми, т.е. имеющими бесконечное множество значений в диапазоне измерения и непрерывными во времени. В отличие от аналоговой дискретная ФВ имеет ограниченное число значений в диапазоне измерения. Существуют естественно дискретные величины (например, электрический заряд, который не может быть меньшим заряда электрона). Числовое значение таких ФВ может определяться путём непосредственного счёта её дискретных частей. Это создаёт большие преимущества в измерении дискретных величин. Эти преимущества поставили вопрос об искусственном преобразовании аналоговых величин в дискретные, что достигается в специальных измерительных преобразователях – цифровых измерительных приборах. Таким образом, приборы для измерения аналоговых ФВ могут быть аналоговыми, показания которых являются непрерывной функцией измерений измеряемой величины – *аналоговые измерительные приборы* (АИП), числовое значение измеряемой ФВ определяется у них по шкале прибора и цифровыми, в которых измеряемая аналоговая величина предварительно преобразуется в дискретную форму и результат измерения представляется в форме числа на цифровом табло – *цифровые измерительные приборы* (ЦИП). Измерительные приборы для измерения естественно-дискретных величин могут быть только цифровыми. Достоинства и недостатки АИП и ЦИП будут рассмотрены ниже.

Основой всех измерительных приборов являются *измерительные преобразователи*. Согласно определению измерительный преобразователь – средство измерений, предназначенное для преобразования измеряемой ФВ в другую величину или сигнал измерительной информации удобный для обработки, хранения, дальнейших преобразований и индикации. Сигналом в общем смысле является физический процесс, отражающий состояние некоторой системы (объекта).

Информация о размере измеряемой ФВ содержится, как правило, в параметрах измерительного сигнала на входе измерительного преобразователя. Если между параметром выходного сигнала и измеряемой ФВ существует известная функциональная связь, то *это параметр называют информатив-*

ным, при отсутствии такой связи параметр сигнала относится к неинформативным параметрам. В электрорадиоизмерительной технике информативными параметрами могут быть, например, напряжение и сила постоянного тока, напряжение и сила переменного тока, а также его частота, фаза и т.п.

В измерительной технике различают два типа сигналов: образцовые и измерительные.

Образцовые сигналы – это сигналы, характеристики которых априорно известны. Они формируются с помощью образцовых мер и генераторов образцовых сигналов и используются для получения измерительной информации о свойствах объекта исследования путём воздействия на него образцовыми сигналами и измерения параметров сигналов на выходе объекта.

Измерительный сигнал – это сигнал на выходе измерительного преобразователя, некоторые параметры которого характеризуются априорной неопределённостью их значений, **но информативный параметр этого сигнала имеет известную функциональную связь с размером измеряемой ФВ.**

Реальные измерительные сигналы всегда наблюдаются в условиях воздействия помех, т.е. являются реализацией случайного процесса. Однако в большинстве случаев в описании измерительных сигналов не отражается наличие случайной погрешности, т.е. измерительный сигнал в этом случае является **квазидетерминированным** так как информативный параметр измерительного сигнала априорно неизвестен. Примером такого сигнала является гармоническое колебание с известной частотой, но неизвестной амплитудой.

При описании измерительных сигналов в измерительной технике широко используются те же математические модели, что и в теории сигналов, т.е. измерительный сигнал, может быть представлен, как и любой сигнал во временной области либо в виде разложения на сумму элементарных, обладающих известными свойствами (например, разложение квазидетерминированного сигнала в ряд Фурье). Находят так же применение полиномы Лежандра, Якоби, ряд Котельникова и др. В цифровой обработке измерительных сигналов используется разложение в ряд по системе функций Уолша, Хаара и др.

Для передачи измерительной информации в измерительной технике широко используется **модуляция измерительных сигналов**. В измерительной технике находят применение почти все виды модуляции. Способы получения модулированных сигналов и их математическое описание изучаются в теории сигналов и в данном учебном пособии не рассматриваются. Преобразование измерительных сигналов происходящие в измерительных приборах, будут рассмотрены по мере изучения устройства и работы конкретных приборов в последующих разделах учебного пособия. Большое разнообразие измерительных приборов не позволяет рассмотреть особенности устройства и работы каждого из них, но можно выделить и изучить некоторые общие принципы построения их.

Раздел I. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЙ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Измерение является многооперационной процедурой, содержащей как операции, общие для всех информационных процедур (запоминание, передача, усреднение и т.п.), так и специфические метрологические операции: воспроизведение величин заданного размера; масштабные преобразования (масштабирование). Электрорадиоизмерительные приборы состоят в общем случае из ряда измерительных преобразователей, устройств сравнения, мер и различных вспомогательных устройств. Сигнал, несущий информацию о значении измеряемой величины, претерпевает ряд преобразований для получения нужного выходного сигнала. Каждое преобразование сигнала можно представить происходящим в отдельном звене. Соединение этих звеньев в определённую цепь преобразований носит название структурной схемы измерительного прибора.

Структурные схемы измерительных приборов очень разнообразны, однако в зависимости от метода измерений, который реализован в измерительном приборе, различают два основных вида структурных схем: *прямого преобразования и уравнивающего (компенсационного) преобразования*. Эти схемы существенно различаются по составу результирующей погрешности измерений и её зависимости от погрешностей отдельных преобразователей (звеньев).

Структурная схема прибора прямого преобразования приведена на рис.1.1. Отличительная черта схемы прямого преобразования состоит в том, **что все преобразования производятся в прямом направлении от входа к выходу**, т.е. предыдущие величины преобразуются в последующие и **отсутствует преобразование** в обратном направлении.

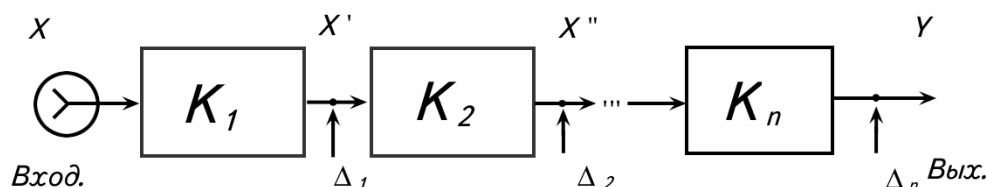


Рис. 1.1

На рис. 1.1 $K_1, K_2 \dots K_n$ — это коэффициенты преобразования соответствующих звеньев. Предположим, что коэффициенты преобразования не зависят от уровня сигнала, т.е. звенья считаются линейными. Очевидно, что коэффициент преобразования измерительного прибора

$$K = \prod_{i=1}^n K_i \quad (1.1)$$

и уравнение измерительного преобразования имеет вид

$$Y = KX = \prod_{i=1}^n K_i X. \quad (1.2)$$

Как следует из структурной схемы прибора прямого преобразования и уравнения (1.2) на работу измерительного прибора будут оказывать влияние неточность и нестабильность коэффициента преобразования каждого звена, а так же помехи и наводки, появляющиеся на выходе любого из звеньев в цепи преобразования. Оценим величину аддитивной и мультипликативной погрешности прибора прямого преобразования, считая, что неточность и нестабильность коэффициента преобразования каждого звена учитывается относительной мультипликативной погрешностью выходного сигнала δK_i , а наводки и помехи на выходе каждого звена учитываются абсолютной аддитивной погрешностью выходного сигнала соответствующего звена – Δ_i (см. рис.1.1). Не нарушая общности решения, для упрощения выкладок предположим, что структурная схема прибора прямого преобразования включает всего два звена. С учетом сказанного, сигнал на выходе первого звена можно записать в виде:

$$X' = XK_1 = X(1 \pm \delta K_1)K_{1H} \pm \Delta_1, \quad (1.3)$$

где K_{1H} – номинальное значение коэффициента преобразования первого звена;

δK_1 – относительная мультипликативная погрешность коэффициента преобразования;

Δ_1 – абсолютная величина помех на выходе первого звена преобразования.

Сигнал на выходе прибора с учётом (1.3) можно записать в виде

$$Y' = X'K_2 = X'(1 \pm \delta K_2)K_{2H} \pm \Delta_2. \quad (1.4)$$

Абсолютная погрешность преобразования, измерительного прибора запишется по общему правилу

$$\Delta Y = Y' - Y$$

и с учётом (1.2) ... (1.4) может быть записана в следующем виде (перед соответствующими погрешностями оставлен знак «+»):

$$\Delta Y = XK_{1H}K_{2H}(\delta K_1 + \delta K_2) + XK_{1H}K_{2H}\delta K_1\delta K_2 + K_{2H}\delta K_2\Delta_1 + K_{2H}\Delta_1 + \Delta_2.$$

Переходя к относительным погрешностям и, пренебрегая величинами второго порядка малости, получим:

$$\delta Y = \frac{\Delta Y}{Y} = (\delta K_1 + \delta K_2) + \frac{1}{X} \left(\frac{\Delta_1}{K_1} + \frac{\Delta_2}{K_1 K_2} \right). \quad (1.5)$$

Для прибора прямого преобразования, имеющего n звеньев, выражение (1.5) можно переписать в виде

$$\delta Y = \sum_{i=1}^n \delta K_i + \frac{1}{X} \left(\frac{\Delta_1}{K_{1H}} + \frac{\Delta_2}{K_{1H} K_{2H}} + \dots + \frac{\Delta_n}{K_{1H} K_{2H} \dots K_{nH}} \right). \quad (1.6)$$

Как видно из (1.6) относительные мультипликативные погрешности звеньев суммируются, а аддитивные помехи сказываются тем меньше, чем дальше от входа по цепи преобразований они появляются, и чем больше коэффициент преобразования звеньев (особенно важно иметь большой коэффициент преобразования первого звена).

Приборы прямого преобразования по физическим явлениям, на которых основывается их работа, делятся на: механические, оптико-механические, электромеханические, электротепловые, электронные и др. Для целей электрорадиоизмерений наибольшее применение нашли электромеханические, электротепловые и электронные приборы.

Структурная схема прибора уравнивающего (компенсационного) преобразования приведена на рис. 1.2

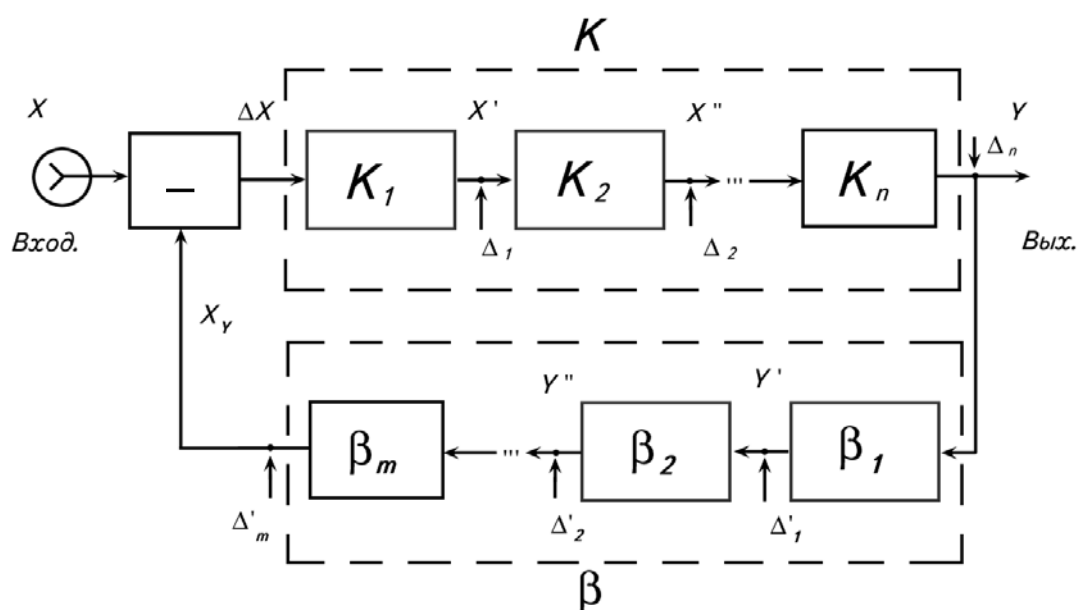


Рис. 1.2

Отличительная особенность схемы состоит в том, что выходная величина Y подвергается обратному преобразованию в величину X_y , **однородную с входной величиной X** и почти полностью её уравнивает, в результате чего на вход цепи прямого преобразования поступает только небольшая часть

преобразуемой входной величины ΔX , т.е. используется **отрицательная обратная связь**.

У приборов уравнивающего преобразования возможны два режима работы: режим неполного уравнивания ($\Delta X \neq 0$, но достаточно малая величина) и режим полного уравнивания ($\Delta X = 0$). Для структурной схемы (рис. 1.2) получим уравнение измерительного преобразования в виде $Y = K_{уп} X$, где $K_{уп}$ – коэффициент преобразования прибора уравнивающего преобразования.

Уравнение цепи прямого преобразования на основании (1.2)

$$Y = K\Delta X,$$

где $\Delta X = X - X_Y$.

Уравнение цепи обратного преобразования

$$X_Y = \beta Y.$$

Следовательно

$$K_{уп} = \frac{Y}{X} = \frac{K\Delta X}{X_Y + \Delta X}, \quad (1.7)$$

а уравнение измерительного преобразования

$$Y = K_{уп} X = \frac{K}{1 + \beta K} X. \quad (1.8)$$

Из (1.8) следует, что выходной сигнал пропорционален входному, и зависит от коэффициентов преобразования как цепей прямого, так и обратного преобразования. **При $\beta K \gg 1$ цепь прямого преобразования** (как следует из (1.8)) **слабо влияет на работу прибора**.

Оценим величину мультипликативной и аддитивной погрешностей прибора уравнивающего преобразования. Для определения мультипликативной погрешности прибора, обусловленной неточностью и нестабильностью коэффициентов преобразования звеньев в цепях прямого и обратного преобразований, применим правила определения погрешности результата косвенного измерения к уравнению (1.8), рассматривая K и β как аргументы, известные с абсолютными погрешностями ΔK и $\Delta \beta$ соответственно, а $X = const$. Дифференцируя (1.8) по K и β , получим:

$$\frac{\partial Y}{\partial K} = \frac{X}{1 + \beta K} - \frac{\beta K X}{(1 + \beta K)^2}, \quad (1.9)$$

$$\frac{\partial Y}{\partial \beta} = -\frac{K^2 X}{(1 + \beta K)^2}. \quad (1.10)$$

С учетом (1.9) и (1.10) абсолютную погрешность измерительного преобразования прибора получим

$$\Delta Y = \frac{\partial Y}{\partial K} \Delta K + \frac{\partial Y}{\partial \beta} \Delta \beta = \frac{X}{(1 + \beta K)} \Delta X - \frac{\beta K X}{(1 + \beta K)^2} \Delta X - \frac{K^2 X}{(1 + \beta K)^2} \Delta \beta, \quad (1.11)$$

а, переходя к относительной мультипликативной погрешности измерительного преобразования, имеем

$$\frac{\Delta Y}{Y} = \frac{\delta K}{1 + \beta K} - \frac{\beta K}{1 + \beta K} \delta \beta. \quad (1.12)$$

Как следует из (1.12) при $\beta K \gg 1$ **погрешность** от нестабильности **коэффициента преобразования цепи прямого преобразования (K) уменьшается в $(1 + \beta K)$ раз**. Следовательно, в прямой цепи можно использовать нестабильные активные преобразователи (усилители). Нелинейность цепи прямого преобразования можно рассматривать также как изменение коэффициента преобразования K относительно некоторого номинального значения K_H . Полученное уравнение показывает, что **нелинейность цепи прямого преобразования уменьшается также в $(1 + \beta K)$ раз**. Что же касается погрешности, обусловленной нестабильностью коэффициента цепи обратного преобразования (β), то, как следует из (1.12), она практически полностью входит в погрешность измерительного преобразования прибора. **Следовательно, коэффициент обратного преобразования должен иметь высокую стабильность**.

Для того, чтобы оценить аддитивную погрешность измерительного преобразования прибора уравнивающего преобразования, приведем влияние всех аддитивных помех к входу прибора. Используя обозначения на рис. 1.2 и уравнение (1.6) (вторую его часть) для цепей прямого и обратного преобразований, аддитивную погрешность прибора, приведенную к входу, можно записать

$$\Delta X_{\text{ex}} = \left(\frac{\Delta_1}{K_1} + \frac{\Delta_2}{K_1 K_2} + \dots + \frac{\Delta_n}{K_1 K_2 \dots K_n} \right) - [\Delta'_1 (\beta_2 \beta_3 \dots \beta_m) + \Delta'_2 (\beta_3 \beta_4 \dots \beta_m) + \dots + \Delta'_m] \quad (1.13)$$

Как следует из (1.13), аддитивная погрешность измерительного преобразования прибора **никак не зависит от глубины обратной связи и, следовательно, не может быть уменьшена использованием схемы уравнивающего преобразования**.

При полном уравнивании $\Delta X = 0$. **Это возможно в измерительных устройствах с ручным уравниванием, а также в автоматических устройствах, если в цепи прямого преобразования имеется интегрирующее звено** с функцией преобразования $X'_i = F(\int_0^t X'_{i-1} dt)$.

Уравнение измерительного преобразования для этого случая запишется в виде

$$Y = \frac{1}{\beta} X. \quad (1.14)$$

Коэффициент преобразования прибора полностью определяется цепью обратного преобразования и не зависит от цепи прямого преобразования.

По структурным схемам, приведенным на рис. 1.1 и рис. 1.2 могут строиться как аналоговые, так и цифровые измерительные приборы.

Исторически первыми в области электрических измерений появились аналоговые измерительные приборы, а из них – электромеханические приборы. АИП до настоящего времени находят широкое применение при измерении различных ФВ (как электрических, так и неэлектрических). Но неоспоримые преимущества цифровых измерительных приборов привели к быстрому развитию цифровых методов измерений и ЦИП находят все более широкое применение во всех областях измерений. К преимуществам ЦИП относятся:

- удобство и объективность отсчета;
- высокая точность результатов измерения;
- широкий динамический диапазон в сочетании с высокой разрешающей способностью;
- высокое быстродействие;
- возможность автоматизации процесса измерений;
- возможность использования новейших микроэлектронных технологий;
- удобство регистрации результатов измерений и обработки их с помощью ЭВМ и др.

подавляющее большинство измеряемых ФВ, как отмечалось, являются аналоговыми. Для цифрового измерения этих величин они должны претерпеть ряд специфических преобразований. Эти преобразования осуществляются в специальном измерительном преобразователе, называемом **аналого-цифровым преобразователем (АЦП)**. АЦП является составной частью любого ЦИП. Измерительный процесс, происходящий в АЦП, включает в себя в общем случае **дискретизацию, квантование и кодирование** непрерывной входной величины и называется **аналого-цифровым преобразованием**.

Под дискретизацией понимают преобразование непрерывной во времени величины в дискретизированную путём сохранения её мгновенных значений только в определённые моменты времени (моменты дискретизации). Промежуток времени Δt между двумя ближайшими моментами дискретизации называется **шагом дискретизации**. Он может быть как **постоянным** (равномерная дискретизация), так и **переменным** (неравномерная дискретизация). При дискретизации непрерывной во времени величины теряется часть информации о ней, но каждое значение дискретизированной величины строго привязано к моменту дискретизации.

Под квантованием понимается преобразование непрерывной по размеру величины в квантованную путём замены её мгновенных значений ближайшими **фиксированными значениями**, ряд которых или совокупность которых образованы по определенному закону с помощью мер. Разность ΔX между двумя ближайшими детерминированными значениями называются **степенью квантования**. Она может быть как постоянной (равномерное квантование), так и переменной (неравномерное квантование). При квантовании непрерывной по размеру ФВ также теряется информация о ней, но получаемые в результате квантования значения, известны с точностью, определяемой, в основном, погрешностью меры.

Под цифровым кодированием понимают получение по определённой системе правил числового значения квантованной величины в виде комбинации цифр. В цифровых измерительных приборах находят применение различные системы счисления и различные коды. Наибольшее применение находят наиболее привычная десятичная система счисления, а также двоичная и тетрадно-десятичная системы. В последней каждый десятичный разряд образуется из четырёх двоичных. Наиболее широко используемыми кодами являются: единичный нормальный, единичный позиционный, десятичный, двоичный и различные двоично-десятичные коды.

Для кодирующих измерительных преобразователей используются специальные коды, уменьшающие погрешность считывания (например, код Грея и др.).

Таким образом, структурная схема АЦП в общем случае может быть представлена в виде, приведенном на рис. 1.3

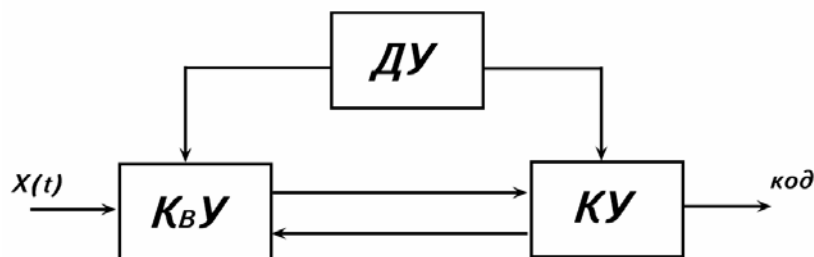


Рис. 1.3

ДУ – дискретизирующее устройство;

КвУ – квантующее устройство;

КУ – кодирующее устройство;

X(t) – входной аналоговый сигнал.

Дискретизирующее устройство (ДУ) тактирует работу квантующего (КвУ) и кодирующего (КУ) устройств. На вход КвУ поступает измеряемый аналоговый сигнал $X(t)$, а с выхода КУ снимается код в соответствующей системе счисления.

Характер процесса аналого-цифрового преобразования во времени различен для разных АЦП. В соответствии с этим критерием различают сле-

дующие методы: **метод последовательного счета, метод поразрядного кодирования и метод одновременного считывания.**

Сущность **метода последовательного счёта** заключается в последовательном во времени сравнении измеряемой величины с известной однородной мерой. Процесс сравнения предполагает дискретное участие меры X_0 в общем случае как в сторону увеличения текущего значения меры X_K , так и в сторону уменьшения его. Измеряемая величина $X \in [X_{K \min}; X_{K \max}]$. Начальные значения X_K в обоих случаях равны границам диапазона измерения X . Процесс сравнения X с X_K в методе последовательного счёта при изменении X_K в сторону увеличения представлен на рис. 1.4.

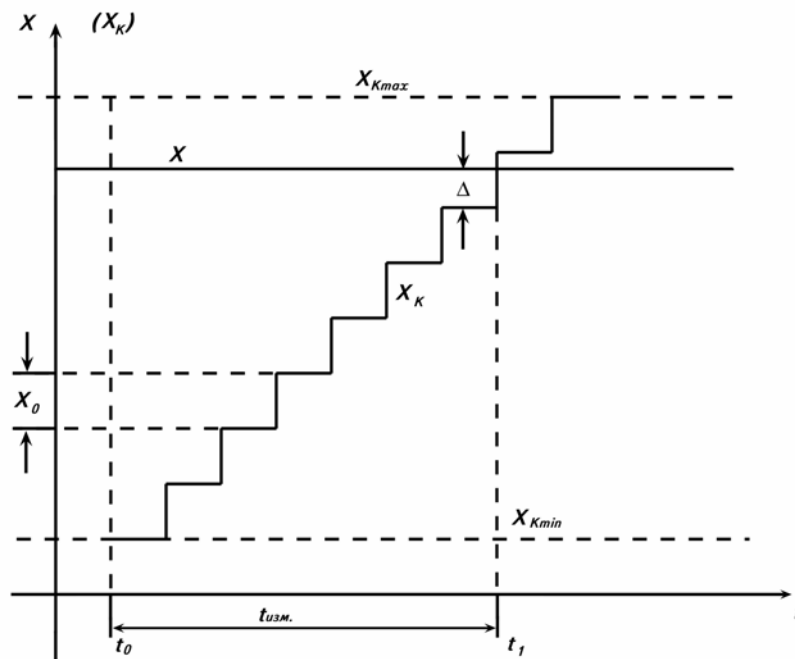


Рис. 1.4

При некотором числе n квантов X_0 имеет место либо строгое равенство $nX_0 = X_K = X$, либо равенство с некоторой погрешностью $nX_0 + \Delta = X$. Точность АЦП определяется выбранной величиной X_0 , так как погрешность квантования $0 \leq \Delta \leq X_0$.

Суть **метода поразрядного кодирования** (кодоимпульсный метод) состоит в том, что АЦП оперирует с набором разновеликих квантов X_{0i} , размеры которых различаются по определённому закону, например по закону последовательного расположения разрядов в двоичной системе счисления. Если каждому разряду поставить в соответствие определенное значение образцовой величины X_{0i} , то каждому измеряемому значению величины X будет соответствовать определенный набор напряжений X_{0i} и соответствующий двоичный код, являющийся цифровым эквивалентом суммарного напряжения X_K . Процесс сравнения X с X_K в этом случае представлен на рис. 1.5.

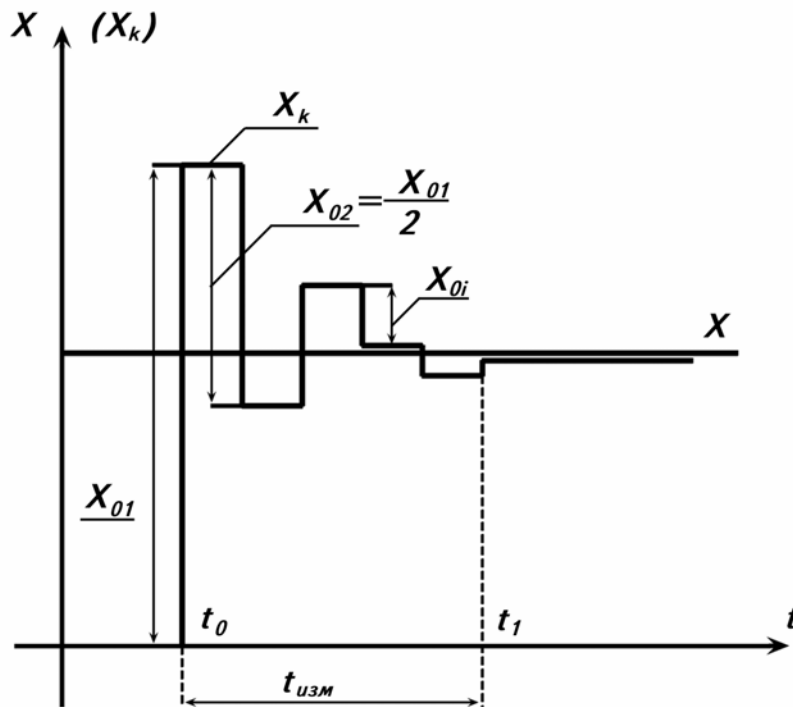


Рис. 1.5

Суть **метода одновременного считывания** состоит в установлении взаимнооднозначного соответствия между множеством квантов сравнения $\{X_{0i}\}$ и значением измеряемой величины, т.е. происходит **одновременное сравнение** измеряемой величины $X \in [X_{0\min}; X_{0\max}]$ с набором мер X_{0i} , значения которых подобраны в соответствии с определённым правилом. Выходной код образуется по номеру ближайшего к X значению X_{0i} . «Одновременность» метода означает параллельность включения всех квантов в процессе сравнения. Процесс сравнения X и X_{0i} в этом случае представлен на рис. 1.6.

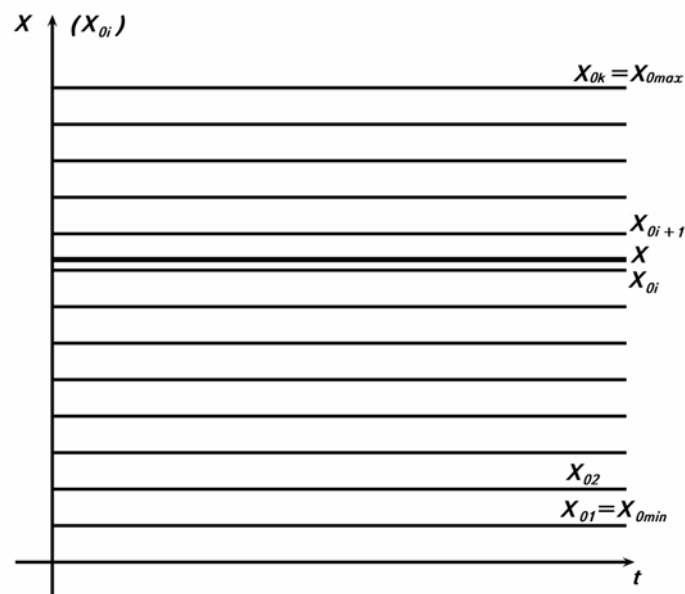


Рис. 1.6

Из всех рассмотренных АЦ – преобразований последний метод самый быстродействующий и позволяет достигать частот преобразования 100 – 200 МГц. Точность метода и его разрешающая способность, т.е. объём множества мер X_{0i} , определяются уровнем технологии производства в микроэлектронике.

В цифровых измерительных приборах уравнивающего преобразования одним из важнейших узлов является цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). ЦАП – устройство, на вход которого подаётся код, а на выходе получается изменяющаяся в соответствии с входным кодом аналоговая величина. Следовательно, ЦАП является программно-управляемой мерой некоторой ФВ. ЦАП устанавливается в цепи обратной связи ЦИП уравнивающего преобразования, преобразуя выходной код прибора в аналоговую компенсирующую величину, однородную с измеряемой. ЦАП различают по разновидностям входного кода, который может быть единичным и цифровым, и по роду выходной аналоговой величины. Выходной величиной ЦАП может быть угол поворота; сопротивление резистора; проводимость какой-либо цепи; напряжение; ток; интервал времени; фаза; частота и др. величины. Основными параметрами ЦАП являются быстродействие и точность. Под быстродействием понимается максимальная частота поступления на вход декодируемых чисел, при которой сохраняется номинальная точность преобразования. Точность преобразования ЦАП, в свою очередь, характеризуется относительной погрешностью преобразования, которая включает в себя статические и динамические составляющие. По принципу действия различают накапливающие (ЦАП с накапливающими емкостями), время-импульсные и весовые ЦАП. В качестве примера ЦАП на рис. 1.7 приведена базовая схема весового ЦАП, выходной величиной которого является постоянное напряжение.

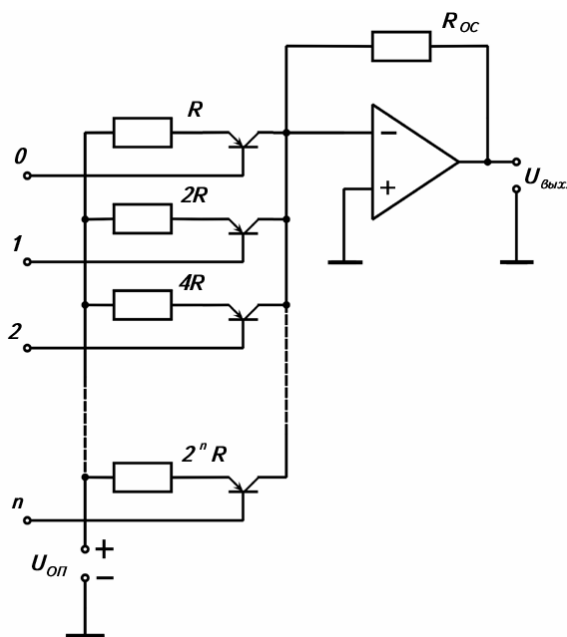


Рис. 1.7

Базовая схема ЦАП состоит из источника опорного напряжения (температурно-стабилизированный стабилитрон), матрицы двоично-весовых прецизионных резисторов и набора электронных ключей – коммутаторов. При замыкании каждого ключа ток в выходной суммирующей шине получает двоично-весовое приращение. Операционный усилитель осуществляет преобразование тока в суммирующей шине в выходное напряжение.

Прогресс в области микроэлектронной технологии позволяет создавать ЦАП в интегральном исполнении с очень высокими показателями по быстродействию, точности, стабильности и разрядности (до 16 двоичных разрядов). Особое значение ЦАП приобрели с появлением микропроцессорных измерительных приборов и измерительных систем, где они играют ключевую роль.

3. АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Для измерения напряжения (как энергетического параметра электромагнитных колебаний) в диапазоне частот от постоянного тока до 1000 МГц предназначены приборы группы В. Среди них для измерения напряжения в указанном диапазоне частот предназначены приборы видов:

В2 – электронные вольтметры для измерения напряжения постоянного тока;

В3 – электронные вольтметры для измерения напряжения переменного тока;

В4 – электронные вольтметры для измерения импульсных напряжений;

В7 – универсальные электронные вольтметры.

В радиоэлектронных устройствах используются периодические сигналы, форма которых далека от синусоидальной. Измерение напряжения таких сигналов электронными вольтметрами имеет ряд особенностей, которые необходимо учитывать, чтобы избежать *методических* погрешностей.

Характеристики переменного напряжения

В качестве характеристики напряжения периодического сигнала произвольной формы могут служить следующие значения:

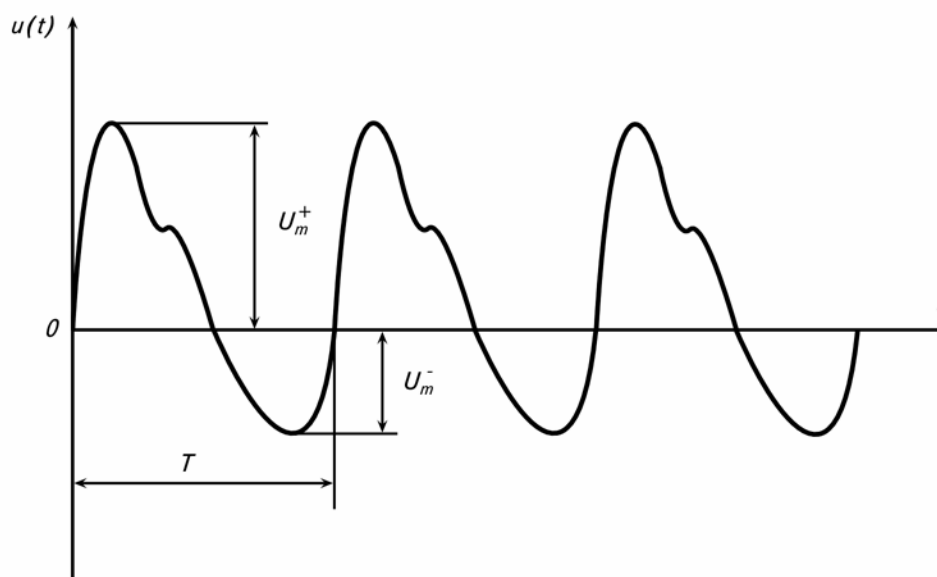


Рис. 3.1

1. Пиковое значение (U_m) (амплитудное для гармонических сигналов) — наибольшее по абсолютной величине значение измеряемого напряжения за период сигнала. В общем случае пиковое напряжение может быть различным в области положительных и отрицательных значений сигнала (U_m^+ и U_m^- , см. рис. 1.3).

2. Среднее значение (U_{cp} или U_0) (постоянная составляющая сигнала) – среднее арифметическое мгновенных значений напряжения за период

$U_{cp} = U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$. Это значение характеризует наличие или отсутствие постоянной составляющей напряжения в измеряемом сигнале.

3. Средневыпрямленное значение ($U_{свз}$) – среднее арифметическое из абсолютных мгновенных значений напряжения за период

$$U_{свз} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt.$$

4. Среднеквадратическое значение (U) (действующее) – среднеквадратическое из всех мгновенных значений напряжения за период

$$U_{скз} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

Поскольку пиковое, средневыпрямленное и среднеквадратическое значения напряжения являются различными характеристиками одного и того же сигнала, то между ними существует определённая связь, характеризующая **коэффициентом амплитуды**

$K_A = \frac{U_m}{U}$, и **коэффициентом формы**

$$K_\Phi = \frac{U}{U_{свз}}.$$

Эти коэффициенты **определяются формой кривой** напряжения (для синусоиды, например, $K_A = 1,41$, $K_\Phi = 1,11$).

Из теории сигналов известно, что периодический сигнал произвольной формы можно представить рядом Фурье:

$$u(t) = U_0 + \sum_{i=1}^n U_{mi} \sin(i\omega t + \varphi),$$

где U_0 – постоянная составляющая сигнала;

U_{mi} – амплитуда i -ой гармонической составляющей.

Полезно напомнить, что в этом случае среднеквадратическое значение напряжения сигнала можно представить в виде:

$$U = \sqrt{U_0^2 + \sum_{i=1}^n U_i^2} = \sqrt{U_0^2 + \sum_{i=1}^n \frac{U_{mi}^2}{2}} = \sqrt{U_0^2 + U_{\sim}^2},$$

где U_i – среднеквадратическое значение i -ой гармонической составляющей сигнала;

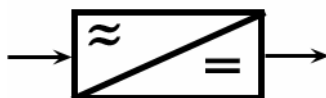
$U_{\sim}$ – среднеквадратическое значение напряжения только переменной составляющей периодического сигнала.

Все электронные вольтметры для измерения напряжения переменного тока (В3, В4, В7) используют общий принцип измерения – преобразования переменного напряжения *в пропорциональное значение постоянного напряжения* с последующим его измерением механизмом магнитоэлектрической системы. Преобразование переменного напряжения в постоянное в определенном диапазоне значений и диапазоне частот осуществляется устройством, которое называется *измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное*.

Поскольку переменное напряжение можно характеризовать одним из значений (1, 3, 4), то и измерительный преобразователь строится таким образом, что реагирует *на одно определенное значение переменного напряжения*. Существует три типа измерительных преобразователей. Полное название измерительного преобразователя включает название параметра переменного напряжения, на который реагирует преобразователь. Например: измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное по пиковому значению. На выходе такого преобразователя постоянное напряжение пропорционально (в идеальном случае равно) пиковому значению переменного напряжения на входе. Поскольку в общем случае $U_m^+ \neq U_m^-$, пиковый преобразователь реагирует либо на U_m^+ , либо на U_m^- . Если это особо не оговорено, подразумевается, что пиковый преобразователь реагирует на U_m^+ .

Полное (строгое) название измерительного преобразователя достаточно громоздкое, поэтому часто его заменяют термином **детектор** (пиковый детектор, детектор среднев्यпрямленного значения, детектор среднеквадратического значения или квадратичный детектор).

Таким образом, измерительный преобразователь переменного напряжения в постоянное или детектор является обязательным устройством в составе схемы любого электронного вольтметра. На структурной схеме детектор изображается следующим образом.



Детектор любого типа эффективно работает (осуществляет преобразование переменного напряжения в постоянное с погрешностью не более оговорённой в технических характеристиках) при уровне переменного напряжения на его входе *не менее определенного значения*. Для пассивных детекторов эта величина составляет несколько десятков милливольт. При измерении переменных напряжений от единиц микровольт в электронных вольтметрах перед детектором включается активный масштабный преобразователь (измерительный усилитель).

Структурные схемы аналоговых электронных вольтметров непосредственной оценки приведены на рис. 3.2.

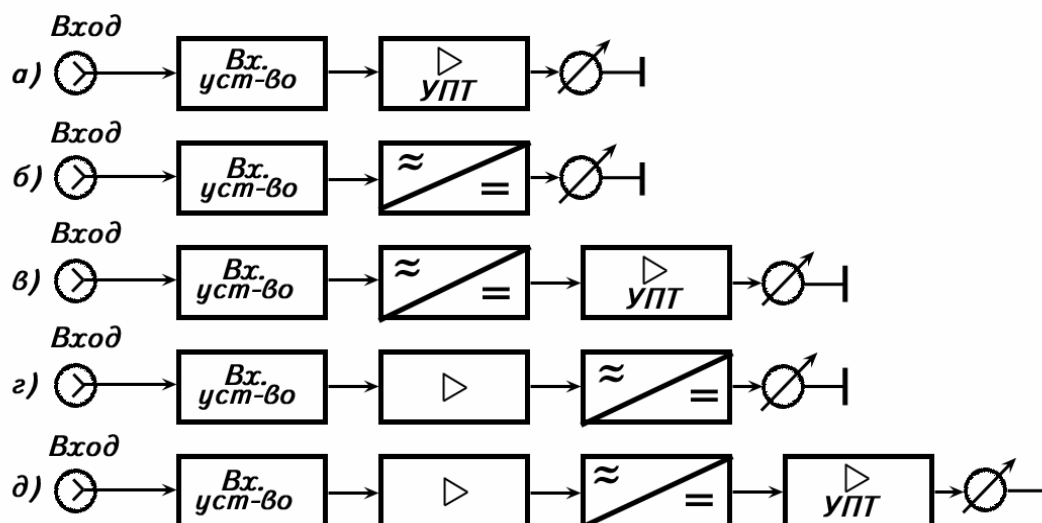


Рис.3.2

а) структурная схема вольтметра вида В2;

б - д) структурные схемы вольтметров видов В3, В4 и В7.

При измерении напряжения переменного тока произвольной формы электронным вольтметром могут иметь место систематические погрешности двух видов, **которые следует классифицировать как методические**.

Первая причина возможных методических погрешностей обусловлена **способом градуировки шкалы электронных вольтметров**. Градуировка шкалы осуществляется при подаче на вход вольтметра переменного напряжения **синусоидальной формы в среднеквадратических значениях для вольтметров вида В3 и В7 и в пиковых (амплитудных) значениях для вольтметров вида В4**. Электронные вольтметры вида В3 и В7 могут иметь любой тип детектора, а вольтметры вида В4 имеют всегда пиковый детектор. Таким образом, при измерении напряжения сигналов **несинусоидальной формы** электронными вольтметрами вида В3 (В7) в ряде случаев возникает ситуация, когда вольтметр фактически измеряет то значение напряжения, на которое реагирует детектор вольтметра (детектор средневывпрямленных значений или пиковый детектор), а шкала вольтметра градуирована в других значениях (среднеквадратических). В этих случаях **возникает методическая погрешность измерения напряжения сигналов несинусоидальной формы**, обусловленная способом градуировки шкалы электронных вольтметров. Эту методическую погрешность устраняют, **пересчитывая показания прибора в измеряемое значение параметра с использованием градуировочных коэффициентов**. Для того, чтобы избежать методических погрешностей этого вида следует помнить правило: **пересчет показаний вольтметра в значение**

измеряемого параметра необходим всегда, когда шкала используемого вольтметра градуирована не в тех значениях переменного напряжения, на которое реагирует детектор вольтметра. Причем, если форма измеряемого напряжения отличается от синусоидальной, то, используя показания вольтметра – U_V и известные значения коэффициента амплитуды $K_A = 1,41$ и коэффициента формы $K_\Phi = 1,11$ для синусоиды (форма сигнала, на котором осуществлялась градуировка вольтметра), **можно определить только то значение переменного напряжения измеряемого несинусоидального сигнала, которое соответствует типу используемого в вольтметре измерительного преобразователя (детектора).**

Например, электронный вольтметр имеет пиковый детектор, показания его при измерении напряжения произвольной формы – U_V . **Следовательно можно определить только пиковое значение измеряемого напряжения**

$$U_m = U_V K_{A\sin} = 1,41 U_V.$$

Вторая причина, которая приводит к методическим погрешностям при измерении напряжения несинусоидальной формы, связана с наличием разделительного конденсатора в любом месте в цепи прохождения сигнала от входного разъема вольтметра (от входного контакта выносного пробника, при его наличии) до входа детектора. Если такой конденсатор в цепи имеется, то говорят, что вход у вольтметра «закрытый». При отсутствии в цепи разделительных конденсаторов вход вольтметра считается «открытым».

Если вольтметр имеет **закрытый вход**, то входной измеряемый сигнал **теряет на разделительной емкости постоянную составляющую** (если таковая имеется в сигнале) и на вход детектора попадает уже другой сигнал, параметры которого могут очень существенно отличаться от параметров сигнала, поданного на вход вольтметра. Так как по показаниям вольтметра можно определить параметры переменного напряжения, поступающего на вход детектора, а не на вход вольтметра, то возникает методическая погрешность, обусловленная потерей постоянной составляющей во входном сигнале. Если входной сигнал не имеет постоянной составляющей, то методическая погрешность этого вида не возникает и для вольтметров с закрытым входом. **Устранить эту методическую погрешность можно только расчетным путем, определив предварительно величину постоянной составляющей.**

Методика устранения методической погрешности, обусловленной влиянием закрытого входа вольтметра, рассмотрена на примерах (см. примеры решения задач по соответствующему разделу в методических указаниях по изучению дисциплины).

2. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

2.1. Аналоговые электромеханические измерительные приборы

Аналоговые электромеханические измерительные приборы относят к приборам прямого преобразования. Они состоят из электрического преобразователя (измерительной цепи), электромеханического преобразователя (измерительного механизма) и отсчетного устройства (рис. 2.1).

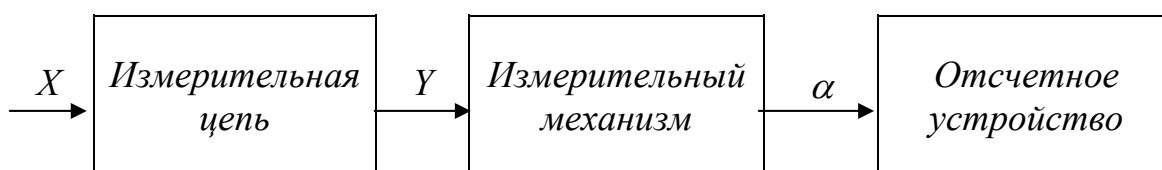


Рис. 2.1. Структурная схема электромеханического измерительного прибора

Измерительная цепь прибора обеспечивает преобразование электрической измеряемой величины X в некоторую промежуточную электрическую величину Y (ток или напряжение), функционально связанную с измеряемой величиной. Величина Y непосредственно воздействует на измерительный механизм.

Различные измерительные цепи, представляющие собой совокупность преобразовательных элементов (резисторов, конденсаторов, выпрямителей, термопреобразователей и др.), позволяют использовать один и тот же измерительный механизм при измерениях разнородных величин, напряжения, тока, сопротивления, меняющихся в широких пределах.

Измерительный механизм преобразует электромагнитную энергию в механическую, необходимую для отклонения его подвижной части на некоторый угол $\alpha = f(Y) = F(X)$, однозначно несущий информацию об измеряемой величине. Движение подвижной части механизма описывается дифференциальным уравнением, основанным на втором законе Ньютона для вращающихся тел:

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = \sum M_i, \quad (2.1)$$

где J — момент инерции подвижной части;

α — угол поворота подвижной части;

M_i — механические моменты, действующие на подвижную часть;

$\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ – угловое ускорение подвижной части.

На подвижную часть измерительного механизма при её движении воздействуют:

а) вращающий момент, определяемый производной от энергии магнитного или электрических полей W_e по углу поворота. Вращающий момент является некоторой функцией измеряемой величины X , а, следовательно, Y и α

$$M_{ep} = \frac{dW_e}{d\alpha} = f(\alpha, Y), \quad (2.2)$$

б) противодействующий момент, создаваемый либо механическим, либо электрическим способом. Для механического противодействующего момента справедливо равенство:

$$M_{np} = -W\alpha, \quad (2.3)$$

где W – удельный противодействующий момент на единицу угла закручивания спиральной пружины или упругой растяжки.

в) момент успокоения, создаваемый различными демпфирующими устройствами, всегда направленный навстречу движению и пропорциональный угловой скорости отклонения

$$M_y = -P \frac{d\alpha}{dt}, \quad (2.4)$$

где P – коэффициент успокоения.

После подстановки (2.2) - (2.4) в (2.1) получим дифференциальное уравнение движения подвижной части измерительного механизма

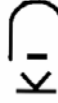
$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = M_{ep}. \quad (2.5)$$

В установившемся режиме отклонение подвижной части механизма определяется равенством вращающего и противодействующих моментов, так как первые два члена уравнения (2.5) равны нулю. Подстановкой в равенство $M_{ep} = M_{np}$ аналитических выражений моментов получают уравнение шкалы прибора, показывающее зависимость угла отклонения α подвижной части от значения измеряемой величины и параметров измерительного механизма.

В зависимости от способа преобразования электромагнитной энергии в механическое угловое перемещение подвижной части приборы делят на:

- магнитоэлектрические,
- электромагнитные,
- электродинамические (ферродинамические),

Таблица 2.1

Условные обозначения систем электроизмерительных приборов		
Система прибора	Знак на шкале	
	прибора с механическим противодействующим моментом	логометра
Магнитоэлектрическая с подвижной рамкой		
Магнитоэлектрическая с подвижным магнитом		
Электромагнитная		
Электродинамическая		
Ферродинамическая		
Индукционная		
Электростатическая		—
Термоэлектрическая		—
Выпрямительная, детекторная		—
Электронная		—

- электростатические,
- индукционные.

В отличие от перечисленных систем приборов, где противодействующий момент создаётся механическим способом, существует целый класс измерительных приборов, где противодействующий момент создаётся также как и действующий, т.е. электрическим способом. Такие приборы называют логометрами.

На каждый измерительный прибор наносят условные обозначения. Как правило, на приборе обозначают: единицу физической величины, класс точности, род тока, используемое положение прибора. На шкале прибора указывают также условное обозначение типа измерительного механизма.

Условные обозначения представлены в таблице 2.1.

2.2. МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

Магнитоэлектрические приборы состоят из магнитоэлектрического измерительного механизма с отсчетным устройством и измерительной цепи. Эти приборы применяют для измерения постоянных токов и напряжений, сопротивлений, количества электричества, а также для индикации малых токов и напряжений (гальванометры).

Вращающий момент в измерительном механизме магнитоэлектрического прибора возникает в результате взаимодействия магнитного поля постоянного магнита и магнитного поля катушки с током (рамки). Конструктивно магнитоэлектрические измерительные механизмы выполняются с подвижной катушкой и с подвижным магнитом, но наибольшее распространение получили с подвижной катушкой. Его конструкция представлена на рис. 2.1.

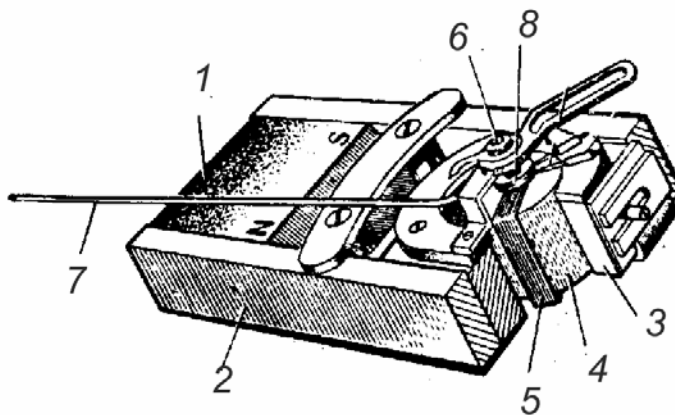


Рис. 2.1

Магнитная цепь образуется постоянным магнитом 1, магнитопроводом 2 с полюсными наконечниками 3 и цилиндрическим сердечником 4. Равномерный кольцевой зазор, образованный полюсным наконечником и сердеч-

ником, составляет примерно 2 мм и обеспечивает создание в зазоре сильного и равномерного радиального магнитного поля. В воздушном кольцевом зазоре размещается подвижная прямоугольная рамка 5, свободно охватывающая сердечник. Рамка устанавливается на полуосях, опирающихся на подпятниках 6, связанных с корпусом прибора. На одной из полуосей укреплена стрелка 7, служащая указателем. Для создания противодействующего момента используются две спиральные пружинки 8, служащие одновременно для подвода тока к рамке.

Уравнение преобразования, то есть зависимость угла поворота рамки от протекаемого через нее тока можно получить, используя соотношения (2.2) и (2.3).

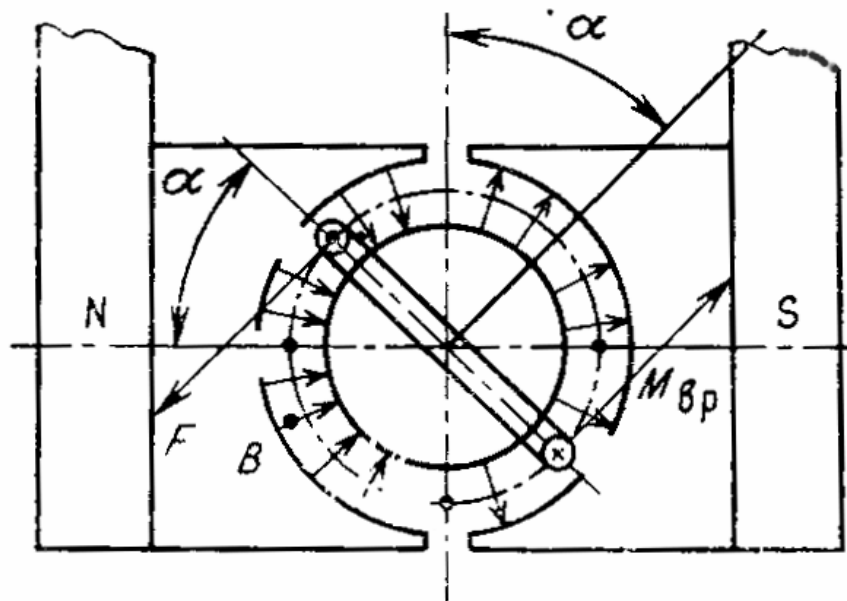


Рис. 2.2

На рис 2.2 изображено схематическое устройство магнитоэлектрического механизма с катушкой состоящей из одного витка, показаны направление тока I , магнитного поля B и сил F , образующих вращающий момент $M_{вр}$, для нахождения которого необходимо найти полную электромагнитную энергию.

$$W_e = W_{п.м.} + \frac{LI^2}{2} + \Psi I, \quad (2.6)$$

где $W_{п.м.}$ – энергия постоянного магнита, L – индуктивность рамки, Ψ – магнитное потокосцепление, равное произведению числа магнитных силовых линий, пересекаемых активными сторонами рамки на число витков рамки n .

Обозначив размеры рамки b (ширина) и l (длина) найдем магнитное потокосцепление:

$$\Psi = 2Bn \frac{abl}{2} = Bns\alpha, \quad (2.7)$$

где B – индукция в зазорах, $\frac{\alpha bl}{2}$ – площадь пересечения рамкой магнитных силовых линий, $S = bl$ – площадь рамки.

Вращающий момент определится из (2.7), используя соотношение (2.2). Поскольку энергия постоянного магнита и энергия рамки с током не изменяются от угла поворота, то и производные от них будут равны нулю. В этом случае вращающий момент определится:

$$M_{\text{вр.}} = \frac{dW_e}{d\alpha} = I \frac{d\Psi}{d\alpha} = BnsI. \quad (2.8)$$

В установившемся режиме вращающий момент будет уравновешен противодействующим моментом, создаваемым возвратной пружиной $W\alpha = BnsI$, из чего найдем угол отклонения подвижной части магнитоэлектрического механизма:

$$\alpha = \frac{Bns}{W} I = SI, \quad (2.9)$$

где S – чувствительность прибора.

Из (2.9) следует, что, во-первых, шкала измерительных приборов равномерна, так как чувствительность не зависит от угла поворота рамки, и, во-вторых, направление отклонения определяется направлением тока, то есть отклонение определяется постоянным током. При подаче на прибор периодического тока произвольной формы, приборы магнитоэлектрической системы реагируют только на постоянную составляющую, определяемую известным соотношением:

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt. \quad (2.10)$$

Магнитоэлектрические измерительные приборы имеют высокую чувствительность, создаваемую сильным собственным магнитным полем; большую точность из-за высокой стабильности элементов и незначительного влияния внешних магнитных полей; слабое влияние на режим измеряемой цепи из-за малого потребления мощности; хорошее успокоение; равномерность шкалы.

К недостаткам относят: сложность изготовления, плохую перегрузочную способность, влияние температуры на точность измерения.

Магнитоэлектрические измерительные приборы используют:

1. В **многопредельных широкодиапазонных амперметрах, вольтметрах** для непосредственных измерений в цепях постоянного тока.

Изменение пределов измерения тока производится включением шунтов параллельно прибору, как показано на рис. 2.3.

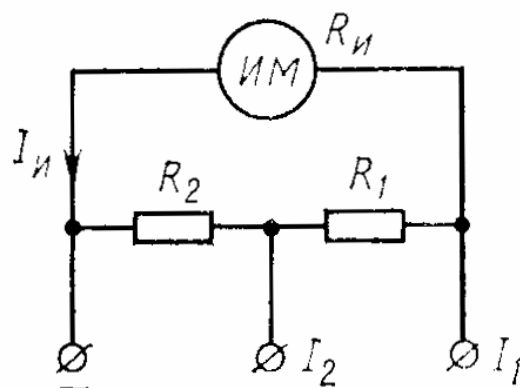


Рис. 2.3

Изменение пределов измерения напряжения производят включением добавочных сопротивлений последовательно с измерительным прибором, как показано на рис. 2.4.

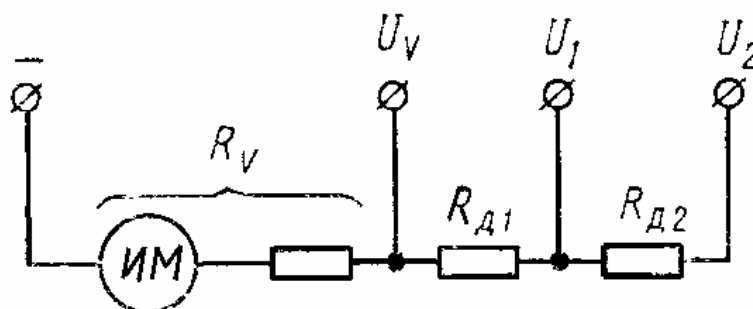


Рис. 2.4.

2. В **аналоговых омметрах** используется как параллельное, так и последовательное включение измерительного механизма с измеряемым сопротивлением. Схемы включения показаны на рис. 2.5.

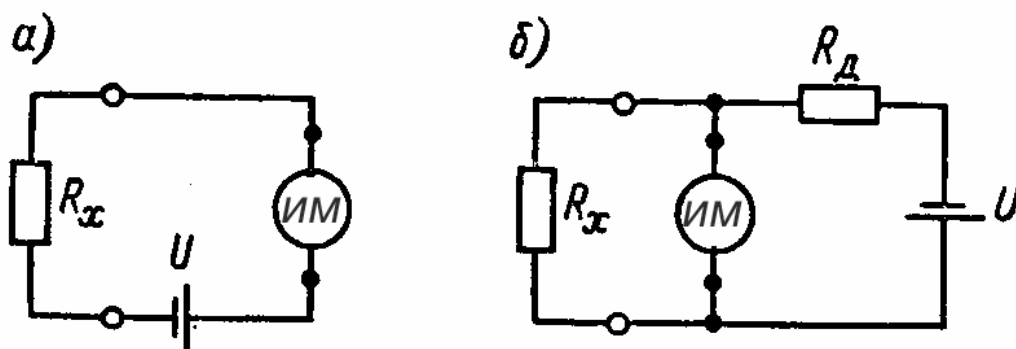


Рис. 2.5

3. В **комбинированных аналоговых вольтметрах и амперметрах с преобразователями** (выпрямительным, термоэлектрическим и др.), для измерения переменных токов и напряжений. Схемы выпрямительных ампермет-

ров однополупериодного и двухполупериодного выпрямления показаны соответственно на рис. 2.6, а и 2.6, б.

Выпрямительные вольтметры для измерения переменных напряжений отличаются от выпрямительных амперметров включением последовательно с прибором добавочных сопротивлений.

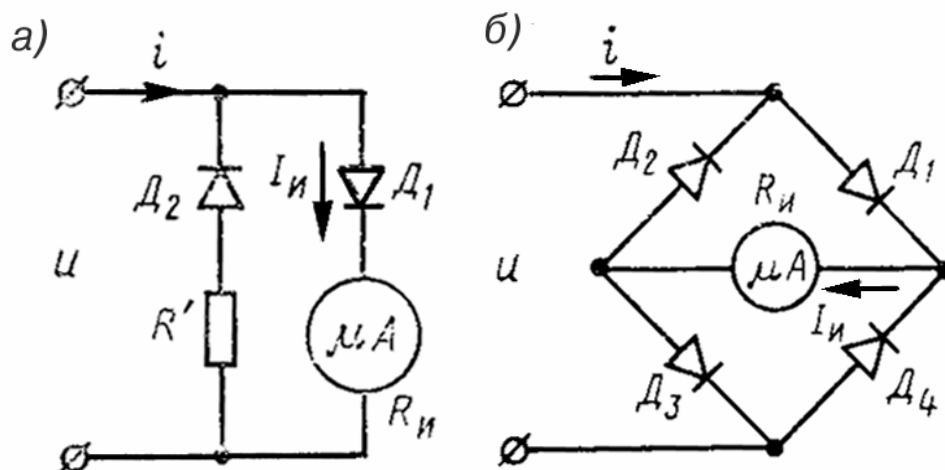


Рис. 2.6.

4. В качестве *гальванометров* используются **высокочувствительные механизмы с неградуированной шкалой**. Применяется в качестве нуль-индикаторов, измерения малых токов и напряжений, а так же количества электричества. Высокая чувствительность гальванометров достигается, главным образом, путем уменьшения противодействующего момента, создаваемого не возвратными пружинками, а упругими растяжками, на которых подвешена рамка. Растяжки используются также для подвода тока к рамке.

Рассматривая уравнение движения рамки гальванометра согласно (2.5), учитывая слабый противодействующий момент, можно выделить 3 режима успокоения подвижной части. Как известно, решение дифференциального уравнения (2.5) имеет 3 вида: колебательный, критический и апериодический. Виды решений определяются видом корней характеристического уравнения, полученного из (2.5)

$$x^2 + \frac{P}{J}x + \frac{W}{J} = 0. \quad (2.11)$$

Вводя обозначения

$$\beta = \frac{P}{2\sqrt{JW}}, \quad \varpi_0^2 = \frac{W}{J},$$

получим корни характеристического уравнения (1.11)

$$x_{1,2} = \varpi_0 \left(-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 1} \right). \quad (2.12)$$

Из (2.12) следует, что, если $\beta < 1$, то корни характеристического уравнения мнимые, следовательно, решение дифференциального уравнения (2.5)

имеет колебательный характер; если $\beta > 1$ – решение имеет апериодический характер, при $\beta = 1$ корни равны, следовательно, движение подвижной части носит критический характер. На рис 2.7 представлены три режима движения подвижной части гальванометра: при $\beta < 1$ – *колебательный*, при $\beta = 1$ – *критический* и при $\beta > 1$ – *переуспокоенный* режимы.

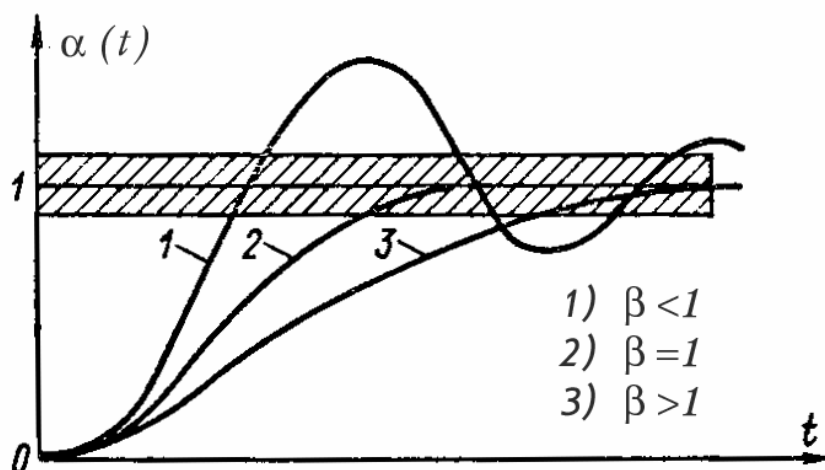


Рис. 2.7

Как известно из законов физики на проводник,двигающийся в магнитном поле, действуют силы торможения, зависящие от величины тока, протекаемого по проводнику, который, в свою очередь, определяется внешним сопротивлением цепи. Из этого следует, что успокоение рамки гальванометра определяется не только внутренними параметрами механизма, но и внешней цепью, на которую замкнут гальванометр. В теории магнитоэлектрических механизмов доказано, что степень успокоения может быть определена из формулы

$$\beta = \frac{R_{\Gamma} + R_{\text{внеш.}}}{R_{\text{кр.}}},$$

где R_{Γ} – сопротивление рамки гальванометра;

$R_{\text{внеш.}}$ – полное внешнее сопротивление, подключенное к гальванометру;

$R_{\text{кр.}}$ – полное критическое сопротивление гальванометра, определяемое параметрами механизма при $\beta = 1$.

На практике явление электромагнитного успокоения очень часто используются в различных электроизмерительных установках, где для увеличения чувствительности нагружают гальванометр на большое внешнее сопротивление, а для быстрого успокоения стрелки кратковременно (нажиманием кнопки) вводят малое сопротивление. Для этих же целей при транспортировке

приборов входные клеммы замыкают накоротко, чтобы не допустить колебательного движения подвижной части и выхода их из строя.

2.3. Электромагнитные приборы

Электромагнитные приборы состоят из электромагнитного измерительного механизма с отсчетным устройством и измерительной цепи. Применяются для измерения переменных и постоянных токов и напряжений. Из-за относительной низкой стоимости и удовлетворительных характеристик электромагнитные приборы составляют большую часть всего парка щитовых приборов.

Вращающий момент в механизмах этих приборов возникает в результате взаимодействия одного или нескольких ферромагнитных сердечников подвижной части и магнитного поля катушки с током (рис. 2.8).

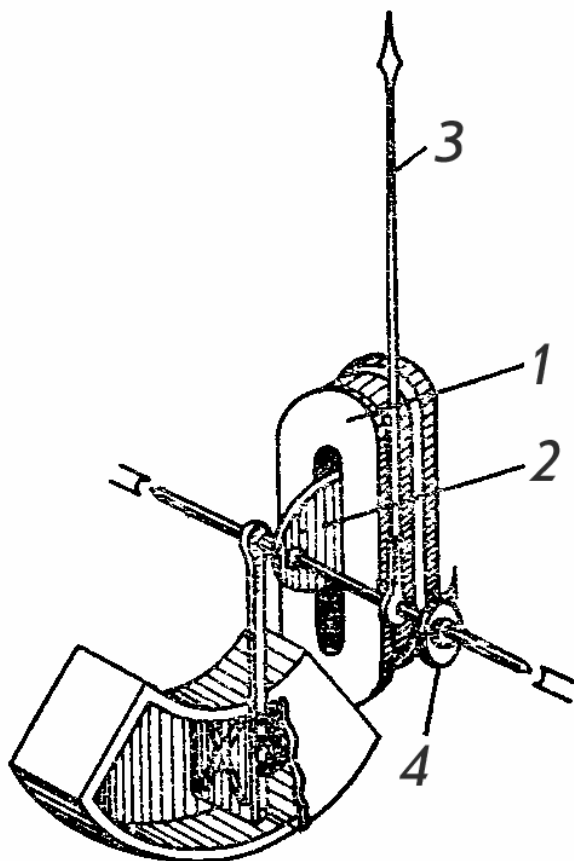


Рис. 2.8

При протекании тока через катушку 1 ферромагнитный сердечник 2, укрепленный на оси и жестко связанный с указателем 3 втягивается в зазор катушки. Возвратная пружина 4 служит для создания противодействующего момента. Полная энергия измерительного механизма равна энергии катушки с

ТОКОМ

$$W_e = \frac{Li^2}{2}, \quad (2.13)$$

где L – индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника;
 i – ток, протекаемый через катушку.

Используя (2.2), найдем вращающий момент, создаваемый электромагнитными силами и, приравняв его противодействующему моменту, определяемому согласно формуле (2.3), получим уравнение преобразование подвижной части прибора, из которого найдется угол отклонения в установившемся режиме.

$$\alpha = \frac{1}{W} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot i^2, \quad (2.14)$$

Рассматривая уравнение (2.14) при подаче на электромагнитный прибор постоянного тока, тока синусоидальной формы или периодического тока любой формы нетрудно доказать, что угол отклонения, т.е. показание прибора, будет пропорционален действующему значению подаваемого на прибор тока

$$\alpha = SI^2, \quad (2.15)$$

где $S = \frac{1}{2W} \frac{dL}{d\alpha}$ – чувствительность прибора,

I – полное действующее значение тока.

Электромагнитные измерительные механизмы просты по конструкции, и, как следствие, надежны в работе. Они способны выдержать большие перегрузки, что объясняется отсутствием токоподводов к подвижной части. На работу приборов сильное влияние оказывают внешние магнитные поля. Для устранения этого влияния применяют магнитное экранирование. Иногда применяют так называемые **астатические измерительные механизмы**, состоящие из двух катушек и двух сердечников на одной оси, а катушки расположены взаимно противоположно, что значительно ослабляет влияние внешнего магнитного поля.

Шкала у электромагнитных приборов неравномерная, что представляет определенные трудности при измерениях, но подбором формы сердечника достигают равномерности шкалы в пределах 25-100%. При использовании приборов в качестве амперметров катушки измерительного механизма включаются в цепь измеряемого тока. Для получения нескольких диапазонов в амперметрах используются секционированные катушки, которые могут быть включены последовательно или параллельно. При использовании амперметров в цепях переменного тока для расширения диапазона измерений используют измерительные трансформаторы тока.

Электромагнитный вольтметр состоит из электромагнитного измерительного механизма и включенного последовательно добавочного резистора

со стабильным сопротивлением, предназначенным для обеспечения необходимого диапазона измерений. В цепях переменного тока расширение диапазона измерений производится с использованием измерительных трансформаторов напряжения.

2.4. Электростатические приборы

Основой *электростатических приборов* является *электростатический измерительный механизм* с отсчетным устройством. Они применяются, в основном, для измерения *высоковольтных напряжений* постоянного и переменного тока.

Вращающий момент в электростатических механизмах возникает в результате взаимодействия двух систем заряженных пластин, одна из которых является подвижной. Конструктивно измерительный механизм напоминает конденсатор переменной ёмкости (рис. 2.9).

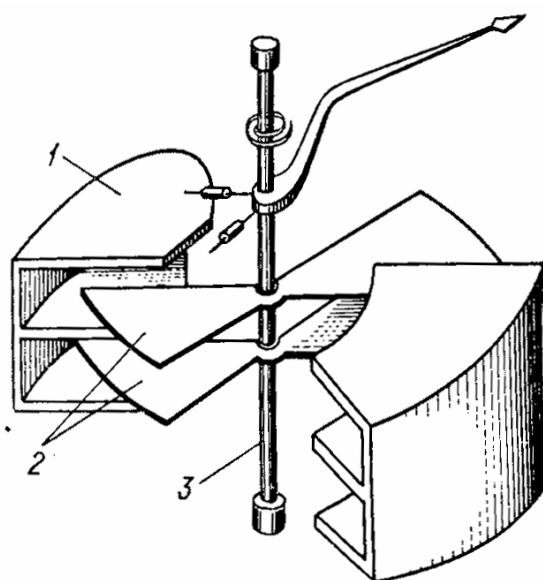


Рис. 2.9

Между неподвижными пластинами *1* закрепляются на оси *3* подвижные пластины *2*. К пластинам подводится напряжение, создающее между ними электрическое поле. Под воздействием сил поля подвижные пластины втягиваются в пространство между неподвижными пластинами. Противодействующий момент создаётся спиральной пружинкой. Отсчет угла поворота производится с помощью стрелки, укрепленной к подвижным пластинам. Вращающий момент создаётся за счет изменения энергии электрического поля, которая определяется известным соотношением

$$W_e = \frac{Cu^2}{2}, \quad (2.16)$$

где C – емкость между пластинами, изменяющаяся от угла поворота;
 u – мгновенное значение напряжения.

Используя (2.2), найдем вращающий момент, создаваемый электрическими силами и, приравняв его противодействующему моменту, определяемому по формуле (2.3), получим уравнение преобразования подвижной части прибора, из которого найдется угол отклонения в установившемся режиме

$$\alpha = \frac{1}{2W} \frac{dC}{d\alpha} U. \quad (2.17)$$

Рассматривая уравнение (2.17) при подаче на электростатический прибор постоянного напряжения, переменного напряжения синусоидальной формы или периодического сигнала любой формы, нетрудно доказать, что угол отклонения подвижной части будет пропорционален действующему значению напряжения, подключенного к прибору

$$\alpha = SU^2, \quad (2.18)$$

где $S = \frac{1}{2W} \frac{dC}{d\alpha}$ – чувствительность прибора,

U – полное действующее значение напряжения.

Электростатические измерительные механизмы имеют *малое собственное потребление мощности* от измеряемой цепи. На них слабо влияет изменение окружающей температуры, частота и форма измеряемого напряжения. Применяются для измерения **высоких напряжений до сотен киловольт**. Существенным недостатком электростатических приборов является зависимость показаний от влияния внешнего электрического поля, а также изменение входной ёмкости при изменении входного напряжения. Шкала электростатических вольтметров в пределах 25-100% обычно равномерна, что достигается подбором формы подвижных пластин. Вольтметры на разные пределы измерений имеют разные конструкции измерительного механизма. **Расширение пределов** измерений электростатических вольтметров осуществляется включением **последовательного добавочного конденсатора** или использованием ёмкостного делителя. У вольтметров на малые и средние напряжения воздушный зазор между пластинами очень мал, поэтому возникает **опасность короткого замыкания** пластин, а, следовательно, и источника измеряемого напряжения, поэтому для устранения этого явления внутрь вольтметра встраивается **защитный резистор** (рис. 2.10), не оказывающий влияния на измерение вследствие отсутствия тока.

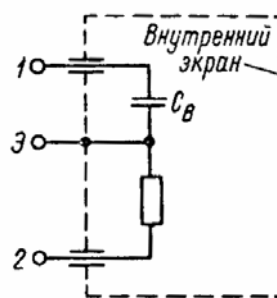


Рис. 2.10

При измерении в цепях переменного тока резистор вносит некоторую погрешность, поэтому предусмотрена клемма Э, подключая к которой можно провести измерение, исключая эту погрешность.

2.5. Электродинамические и ферродинамические приборы

Электродинамические и ферродинамические приборы применяют для измерения *постоянных и переменных токов и напряжений, мощности в цепях переменного и постоянного тока, фазового сдвига между переменными токами и напряжениями*. Они являются наиболее точными электро-механическими приборами для цепей переменного тока.

Вращающий момент в электродинамических и ферродинамических механизмах возникает в результате взаимодействия магнитных полей неподвижных и подвижной катушек с токами. Измерительный механизм (рис. 2.11) имеет две последовательные соединённые неподвижные катушки 1, разделенные воздушным зазором, и подвижную катушку 2. Ток к подвижной катушке подводится через пружинки, создающие противодействующий момент.

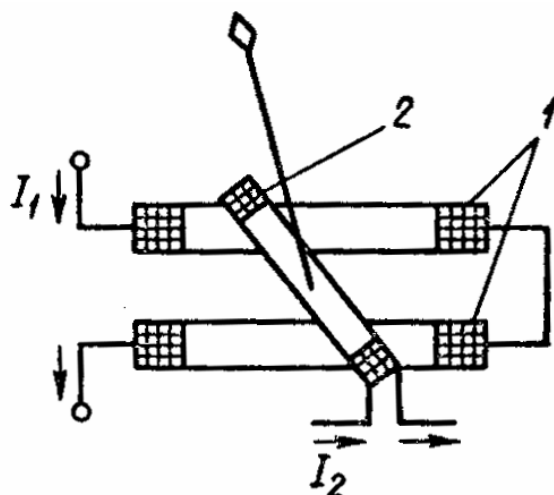


Рис. 2.11

Электромагнитная энергия двух катушек с токами

$$We = \frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} + M_{1,2} i_1 i_2, \quad (2.19)$$

где L_1 и L_2 – индуктивности неподвижных и подвижной катушек,

$M_{1,2}$ – взаимная индуктивность катушек,

i_1 и i_2 – токи, протекающие через катушки.

Уравнение преобразования, т.е. зависимость угла отклонения подвижной части от токов, протекающих через катушки, найдётся дифференцированием We , определяемой согласно (2.19) по углу поворота α , и приравниванием результата к противодействующему моменту, создаваемому возвратными пружинами. Поскольку индуктивности L_1 и L_2 не зависят от угла поворота, то и уравнение преобразования будет иметь вид

$$\alpha = \frac{1}{W} i_1 i_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (2.20)$$

Для постоянных токов I_1 , I_2 уравнение (2.20) примет вид

$$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}.$$

Для токов, имеющих синусоидальную форму $i_1 = I_{m1} \sin \omega t$, $i_2 = I_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$, угол отклонения определяется из (2.20)

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I_{m1} I_{m2} \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.21)$$

Произведя несложные математические преобразования, и учитывая, что подвижная часть механизма из-за инерционности не будет реагировать на переменную составляющую, получим

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{I_{m1} I_{m2}}{2} \cos \varphi. \quad (2.22)$$

Для синусоидальных токов действующее значение $I_1 = \frac{I_{m1}}{\sqrt{2}}$, $I_2 = \frac{I_{m2}}{\sqrt{2}}$, и формула (2.22) примет вид

$$\alpha = S I_1 I_2 \cos \varphi,$$

где $S = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}$ – чувствительность электродинамического (ферродинамического) измерительного механизма.

При несинусоидальных токах, содержащих в общем случае постоянные составляющие, угол отклонения определяется суммой слагаемых, содержащих произведения действующих токов одной частоты, т.е.

$$\alpha = S (I_{01}I_{02} + I_{11}I_{12} \cos \varphi_1 + I_{21}I_{22} \cos \varphi_2 + \dots),$$

где I_{01} и I_{02} – постоянные составляющие токов,
 I_{11} и I_{12} – первые гармоники действующих токов,
 I_{21} и I_{22} – вторые гармоники действующих токов,
 φ_1 и φ_2 – фазовые сдвиги между гармоническими составляющими токов в катушках.

На работу *электродинамических измерительных механизмов* сильное влияние оказывают **внешние магнитные поля**, так как собственное магнитное поле, создаваемое измерительным сигналом, невелико. Для защиты применяют **магнитное экранирование**, или применяют **астатические механизмы**. Электродинамические измерительные механизмы работают как на постоянном, так и на переменном токе (примерно до 10 кГц) с высокой точностью и обладают высокой стабильностью. По сравнению с магнитоэлектрическими приборами они имеют малую чувствительность, большое собственное потребление. Сложность конструкции, малая перегрузочная способность, дороговизна также являются существенным недостатком этих механизмов.

Ферродинамические измерительные механизмы отличаются от электродинамических тем, что неподвижные катушки у них имеют магнитопровод из листового магнитного материала, позволяющего существенно увеличить магнитный поток, а, следовательно, вращающий момент и чувствительность приборов. Однако использование ферромагнитного сердечника приводит к появлению погрешностей, вызванных нелинейностью кривой намагничивания, а также гистерезисом при работе на постоянном токе. Но, в отличие от электродинамических, ферродинамические приборы меньше подвержены влиянию внешних магнитных полей, так как имеют достаточно сильные собственные поля.

В ферродинамических и электродинамических амперметрах **на малые токи** (до 0,5 А) неподвижные и подвижную **катушки соединяют последовательно**. В этом случае токи в катушках равны и угол отклонения

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I^2. \quad (2.23)$$

Для получения линейной зависимости, а, следовательно, равномерной шкалы, у амперметров так располагают неподвижные катушки, чтобы зависимость $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha}$ корректировала функцию (2.23), приближая ее к линейной.

Практически шкала линейна на участке 25-100% ее длины.

В амперметрах **на токи свыше 0,5 ампер** катушки **включают параллельно**. Для схемы с параллельным включением $I_1 = k_1 I$, $I_2 = k_2 I$, где I_1 и I_2 – токи в катушках, k_1 и k_2 – коэффициенты пропорциональности.

Угол отклонения подвижной части амперметра при этом

$$\alpha = \frac{k_1 k_2}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} I^2.$$

Изменение пределов измерения чаще всего производится путём **включения** неподвижных катушек **последовательно или параллельно**. Для **расширения пределов** измерения используют **измерительные трансформаторы** тока. Электродинамические **вольтметры** состоят из амперметров при **последовательном соединении** подвижной и неподвижных катушек **и добавочного сопротивления**, соединённого последовательно. В многопредельных вольтметрах используется секционированный добавочный резистор.

Для **измерения мощности** в электродинамических (ферродинамических) приборах используется **независимое включение катушек** (рис. 2.12).

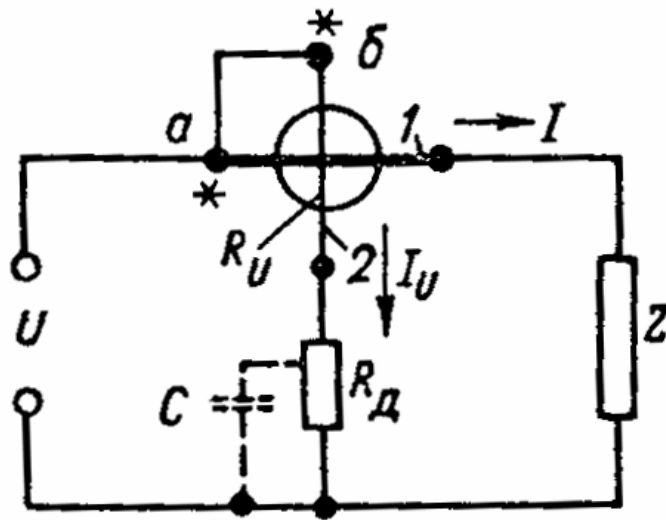


Рис. 2.12

В этом случае неподвижные катушки I включают последовательно с нагрузкой Z , на которой измеряется потребляемая мощность. Подвижная катушка 2 с добавочным резистором R_D включается параллельно нагрузке. На основании выражения (2.20) для ваттметра работающего на постоянном токе

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{UI}{R_U + R_D} = SP,$$

где $P = UI$ – измеряемая мощность,

$$S = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{1}{R_U R_D} \text{ – чувствительность.}$$

При работе в цепях переменного тока угол отклонения определится из (2.22)

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{U_m I_m}{2(R_U + R_D)} \cos \varphi = SP_a,$$

где $P_a = \frac{U_m I_m}{2} \cos \varphi$ – активная составляющая полной измеряемой мощности,

$$S = \frac{1}{W} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{1}{R_U + R_D} \text{ – чувствительность.}$$

Изменение пределов измерения в небольших пределах осуществляется изменением величины добавочного сопротивления подвижной катушки. Для измерения мощности при больших напряжениях и токах применяют измерительные трансформаторы напряжения и тока.

2.6. Индукционные приборы

Принцип действия индукционных измерительных механизмов основан на **взаимодействии магнитных потоков электромагнитов и вихревых токов**, индуцированных магнитными потоками в подвижной части, выполненного в виде алюминиевого диска (рис. 2.13)

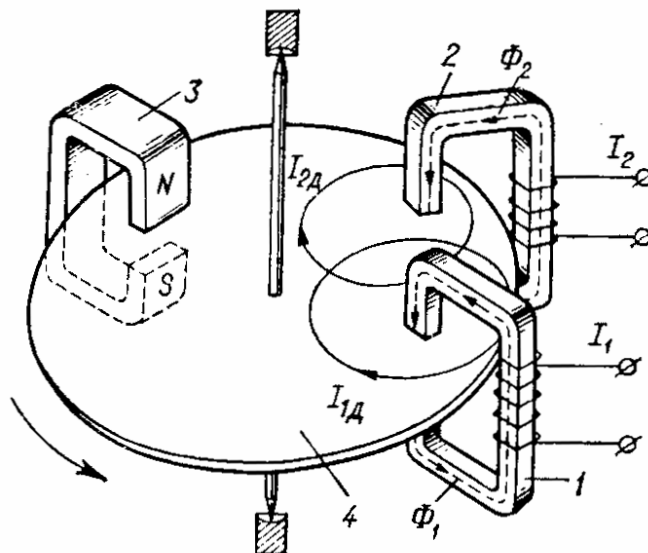


Рис. 2.13

Магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 электромагнитов 1 и 2, создаваемые переменными токами I_1 и I_2 пронизывают алюминиевый диск 4 подвижной части, расположенный в зазорах магнитопровода и наводят в диске соответственно токи I_{1d} и I_{2d} . Анализ работы прибора показывает, что вращающий момент пропорционален произведению переменных составляющих токов I_1 и I_2

$$M_{\text{вп}} = k f I_1 I_2 \sin \varphi, \quad (2.24)$$

где k – коэффициент пропорциональности,
 f – частота токов I_1 и I_2 ,
 φ – фазовый сдвиг между токами.

Из (2.24) следует, что вращающий момент, а, следовательно, и показания пропорциональны действующему значению тока подаваемого на прибор. Постоянным магнитом 3 и диском 4 осуществляется магнитоиндукционное успокоение подвижной части. **Применяются индукционные приборы** в интегрирующих приборах (**счетчиках электрической энергии** переменного тока). Действительно, подключая одну из катушек электромагнитов последовательно с нагрузкой, а другую катушку к источнику напряжения U , получим

$$M_{\text{вп}} = k f U I \cos \varphi,$$

где $U I \cos \varphi = P_a$ – активная мощность, выделяемая на нагрузке.

2.7. Электромеханические измерительные приборы с преобразователями

При измерении переменного тока в диапазоне звуковых и высоких частот возникают определенные трудности как в связи с влиянием паразитных параметров измерительного прибора на измеряемую цепь, так и с невозможностью работы в этом диапазоне того или иного измерительного прибора. Возникающие при этом трудности бывают настолько велики, что прямые методы измерения тока и напряжения электромеханическими приборами приходится заменять другими: косвенными или с измерительными преобразователями. В качестве преобразователей переменного тока в постоянный используют выпрямительные и термоэлектрические преобразователи.

В выпрямительных приборах, выполненных чаще всего на полупроводниковых диодах, используют одно- и двухполупериодные схемы выпрямления. При использовании схемы однополупериодного выпрямления (рис. 2.14,а) через измерительный прибор магнитоэлектрической системы проходит только одна полуволна переменного тока, а обратная пропускается через диод D_2 и резистор R . Цепь из диода D_2 и резистора R , равного сопротивлению прибора, используют для выравнивания обеих полуволн тока в общей цепи, а также для защиты от пробоя диода D_1 при обратной полуволне напряжения. Постоянная составляющая выпрямленного тока фиксируется прибором магнитоэлектрической системы и может быть определена из выражения

$$I_{\text{с}} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)_+ dt, \quad (2.25)$$

4. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Цифровые измерительные приборы (ЦИП) автоматически преобразуют непрерывную измеряемую величину или её аналог (физическую величину, пропорциональную измеряемой) в дискретную форму, подвергают цифровому кодированию и выдают результат измерения в виде чисел появляющихся на отсчетном устройстве или фиксируемых цифропечатающим устройством. Среди измерительных приборов особое место занимают цифровые вольтметры, обеспечивающие автоматический выбор предела и полярности измеряемых напряжений; автоматическую коррекцию погрешностей; высокую точность измерения (0,01 - 0,001)% при широком диапазоне измеряемых напряжений (от 0,1 мкВ до 1000 В); документальную регистрацию с помощью цифропечатающих устройств; ввод измерительной информации в ЭВМ и сложные информационно-измерительные системы.

Цифровой вольтметр содержит аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и устройство цифрового отсчета. В некоторых вольтметрах роль АЦП выполняет кодирующее устройство.

По способу преобразования различают *цифровые вольтметры с поразрядным кодированием*, с *частотно-импульсным преобразованием*, относящимся к интегрирующим вольтметрам, с *временным преобразованием*, относящимся к вольтметрам прямого преобразования, с *двойным интегрированием* и пр.

По структурной схеме АЦП вольтметры делятся на вольтметры *прямого и уравнивающего* преобразования, которые различаются отсутствием, либо наличием обратной связи с выхода на вход, где входная величина в процессе преобразования уравнивается выходной.

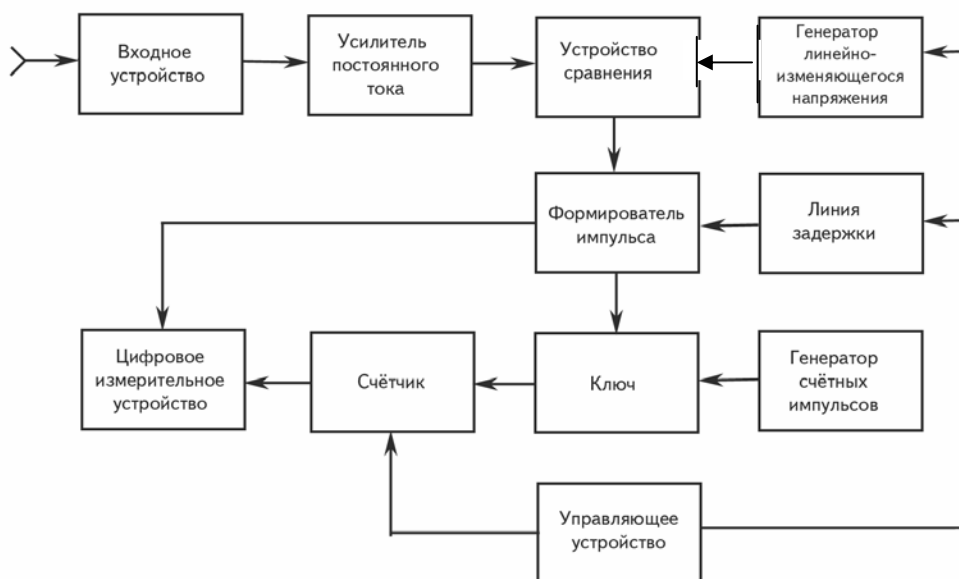


Рис. 4.1

В основу работы **цифровых вольтметров** постоянного тока с **временным импульсным преобразованием** положен время-импульсный метод преобразования постоянного напряжения в пропорциональный интервал времени с последующим измерением длительности интервала цифровым способом. Структурная схема вольтметра представлена на рис. 4.1. Измеряемое напряжение подаётся на входное устройство, в котором напряжение приводится к некоторому номинальному пределу с помощью делителя напряжения и далее поступает на усилитель постоянного тока. В усилителе оно усиливается до величины, не превышающей максимального уровня сигнала генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН), чтобы обеспечить сравнение этих напряжений. Запуск схемы осуществляется управляющим устройством, импульсы которого одновременно производят сброс счетчика перед каждым измерением и срабатывание формирователя измерительных импульсов. Работа цифровой части вольтметра поясняется временными диаграммами (рис. 4.2).

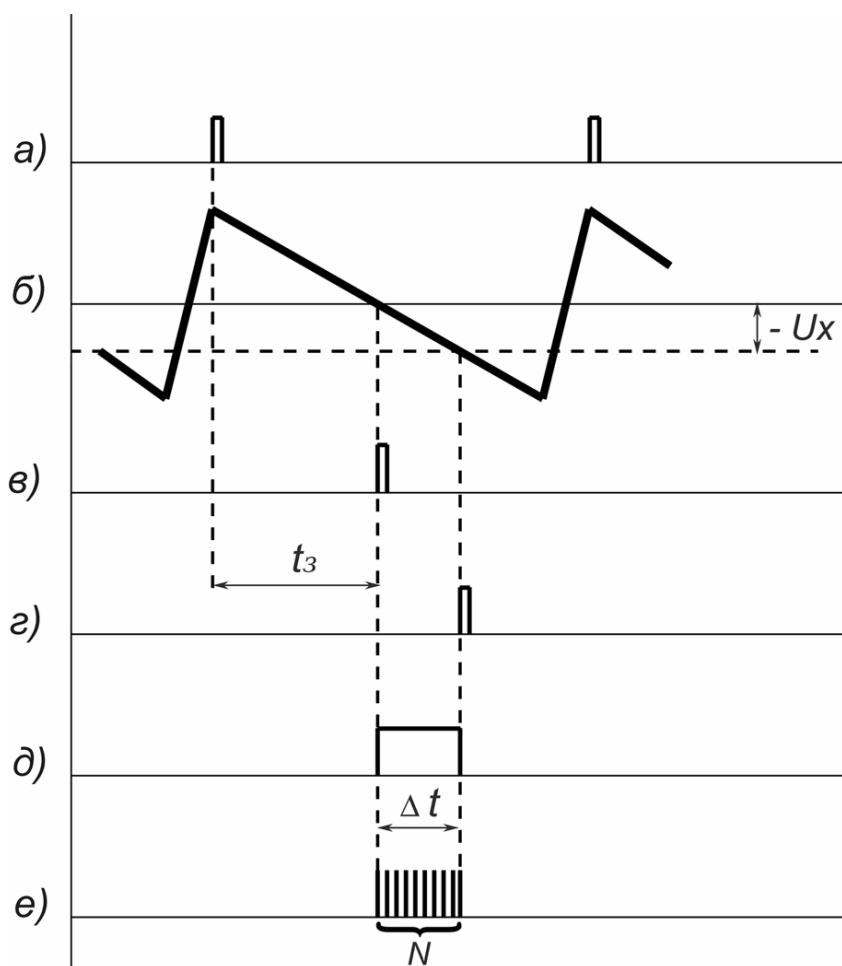


Рис. 4.2

Импульсы управляющего устройства (рис. 4.2,а) запускают ГЛИН, вырабатывающий симметричное линейно-изменяющееся напряжение (рис. 4.2,б). Это напряжение, являющееся образцовым, поступает на устрой-

ство сравнения (компаратор) двух напряжений, где производится сравнение измеряемого напряжения с выхода усилителя постоянного тока и напряжения ГЛИН. В момент равенства двух напряжений устройство сравнения вырабатывает импульс (рис. 4.2,г), которым производится срабатывание формирователя импульсов, роль которого выполняет триггер с отдельным запуском. Другое срабатывание триггера осуществляется импульсом управляющего устройства, проходящего через линию задержки, осуществляющую задержку импульса на величину, равную половине прямого хода сигнала ГЛИН (рис. 4.2,в). Таким образом длительность импульса формирователя (рис. 4.2,д) будет пропорциональна измеряемому напряжению

$$\Delta t = kU_x, \quad (4.1)$$

где k – коэффициент пропорциональности, характеризующий угол наклона пилообразного напряжения. Импульс формирователя поступает на ключ, пропускающий за это время сигналы генератора счетных импульсов на вход счетчика. Цифровое измерительное устройство отображает на цифровом табло количество счетных импульсов $N = \Delta t f_0$ (рис. 4.2,е). Полярность измеряемого постоянного напряжения определяется очередностью срабатывания формирователя импульсов и соответствующий сигнал «–» или «+» подается в цифровое измерительное устройство.

Погрешность измерения зависит от линейности и отклонения скорости изменения пилообразного напряжения от номинальной, стабильности частоты генератора счетных импульсов, чувствительности сравнивающего устройства, точности установки импульса нулевого уровня и др. Одним из основных недостатков вольтметров с время-импульсным преобразованием является влияние различных помех на результат измерения, в частности помех частоты 50 Гц промышленной сети. Наибольшая погрешность определяется пиковым значением напряжения помехи.

Для ослабления помех применяют частотно-импульсные (интегрирующие) вольтметры, которые измеряют среднеарифметическое значение напряжения за время, значительно превышающее период помехи, или кратное одному или нескольким её периодам.

В цифровом вольтметре с частотно-импульсным преобразованием осуществляется преобразование напряжения в частоту, пропорциональную измеряемому напряжению. Вольтметр содержит интегратор – устройство, выходное напряжение которого пропорционально интегралу по времени от входного напряжения

$$U_{инт} = k \int_0^T U_{вх}(t) dt, \quad (4.2)$$

где k – постоянная интегрирования,
 T – время интегрирования.

Структурная схема вольтметра с импульсной обратной связью представлена на рис. 4.3,а.

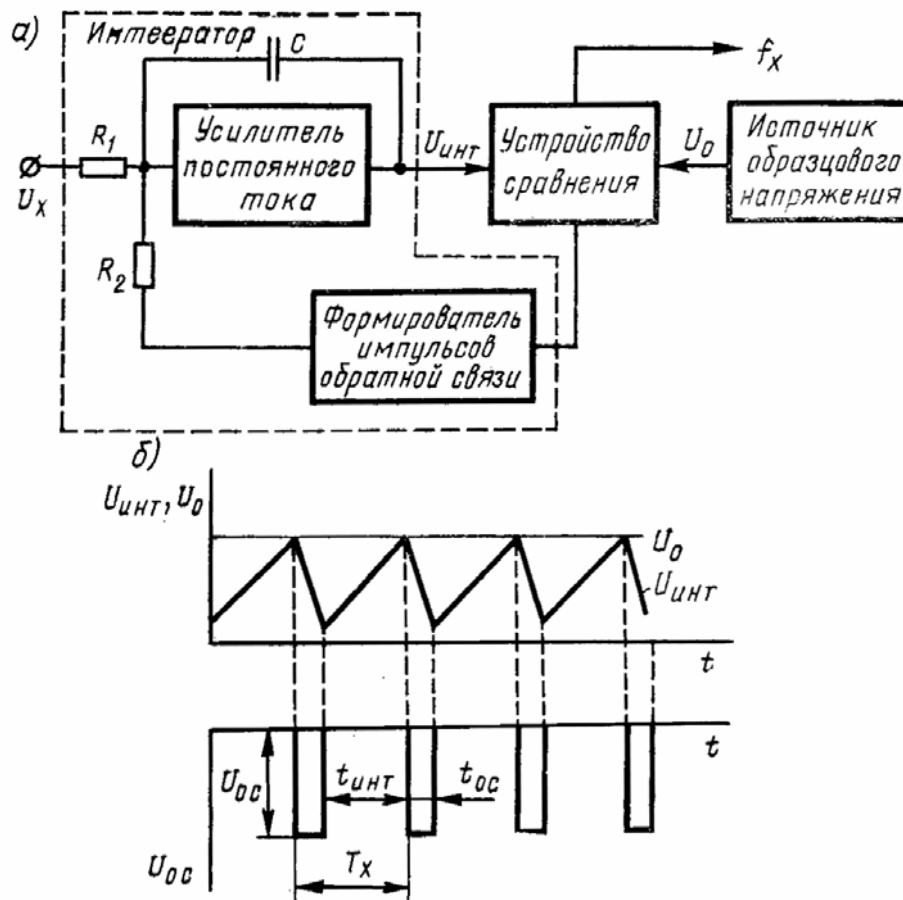


Рис. 4.3

Измеряемое напряжение U_x интегрируется и подаётся на устройство сравнения, на другой вход которого поступает напряжение U_0 от источника образцового напряжения. В момент равенства выходного напряжения интегратора $U_{инт}$ и напряжения U_0 устройство сравнения включает формирователь импульсов обратной связи, формирующий в течение интервала времени $t_{ос}$ импульс амплитудой $U_{ос}$ постоянной вольт-секундной площади (рис. 4.3,б). Цикл работы формирователя определяется интервалом времени $T_x = t_{инт} + t_{ос}$, зависящим от значения напряжения U_x .

Принцип работы вольтметра можно пояснить следующим образом. Для процесса заряда и разряда интегратора справедливо выражение

$$\frac{1}{R_1 C} \int_0^{t_{инт}} U_x dt = U_0 = \int_0^{t_{ос}} \left(\frac{1}{R_2 C} U_{ос} - \frac{1}{R_1 C} U_x \right) dt. \quad (4.3)$$

Обозначая $R_1 C = \tau_1$; $R_2 C = \tau_2$ для прямоугольной формы импульсов амплитудой $U_{ос}$, имеем

$$\frac{t_{инт}}{\tau_1} U_x = \frac{t_{ос}}{\tau_2} U_{ос} - \frac{t_{ос}}{\tau_1} U_x. \quad (4.4)$$

Произведя простейшие математические преобразования и, заменяя $t_{инт} + t_{ос} = T_x$, получим

$$\frac{T_x}{\tau_1} U_x = \frac{t_{ос}}{\tau_2} U_{ос}. \quad (4.5)$$

Вводя $f_x = \frac{1}{T_x}$, уравнение преобразования можно записать в виде

$$f_x = \frac{\tau_2}{\tau_1} \frac{U_x}{U_{ос} t_{ос}} = \frac{R_2}{R_1} \frac{U_x}{U_{ос} t_{ос}} = k U_x, \quad (4.6)$$

т. е. параметры преобразователя не зависят от емкости C и образцового напряжения U_0 и определяются только отношением сопротивлений интегратора и стабильностью площади импульсов обратной связи. Подобные схемы могут обеспечить общую погрешность преобразования не более 0,1%.

На значение общей погрешности существенное влияние может оказать дрейф нуля интегратора, поэтому в преобразователях малых напряжений в частоту используют различные способы компенсации дрейфа нуля интегратора, не ухудшая его быстродействия.

Метод время-импульсного преобразования в сочетании с **двойным интегрированием** позволяет эффективно ослабить влияние помех, измерить напряжение обеих полярностей, получить входное сопротивление равное единицам гигаОм, и малую погрешность измерения без предъявления особых требований к постоянству линейно-изменяющегося напряжения.

Вольтметр (рис. 4.4,а) содержит интегратор, на вход которого подаётся напряжение U_x либо U_0 . Измерение напряжения выполняется в два такта. На первом такте (интегрирование «вверх») интегральное значение измеряемого напряжения запоминается на выходе интегратора, на втором такте (интегрирование «вниз») интегральное значение измеряемого напряжения преобразуется во временной интервал Δt , в течение которого на счётчик от генератора счётных импульсов поступают импульсы образцовой частоты f_0 . Число прошедших импульсов N выражает значение измеряемого напряжения, т.е. $N = k U_x$, где k – постоянный коэффициент пропорциональности.

Следует заметить, что в отличие от вольтметра с частотно-импульсным преобразованием, где интегральное значение измеряемого напряжения сравнивается с образцовым напряжением, являющимся мерой, и окончание интегрирования определяется равенством этих двух значений, в вольтметре с двойным интегрированием образцовой мерой является частота генератора счётных импульсов, и окончание интегрирования определяется переполнении-

ем счётчика, а источник образцового напряжения определяет лишь постоянство интегрирования «вниз».

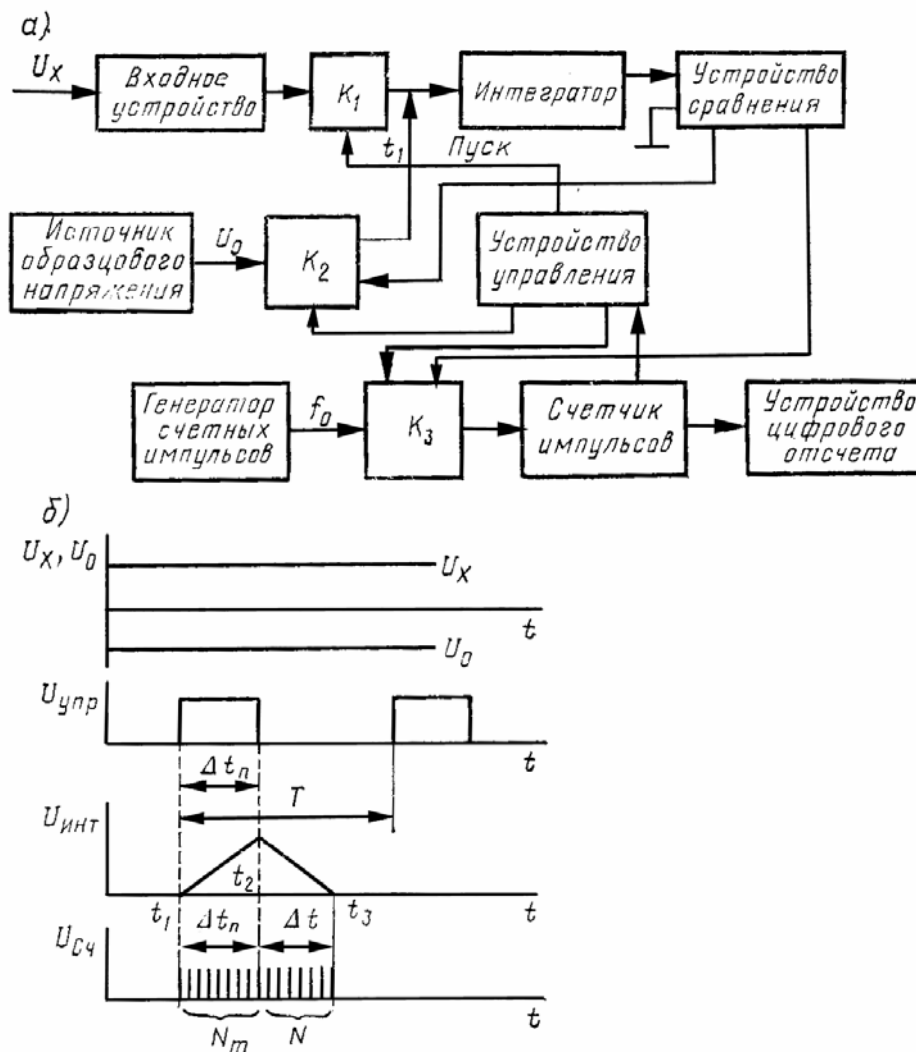


Рис. 4.4

В исходном состоянии все ключи K_1 , K_2 , K_3 разомкнуты. В начале первого такта (в момент пуска) устройство управления вырабатывает прямоугольный импульс калиброванной длительности

$$\Delta t_{\text{п}} = n N_m \frac{1}{f_0},$$

где N_m – максимальная емкость счетчика импульсов,
 n – целое число.

Этим импульсом открываются ключи K_1 и K_3 , в результате чего на вход интегратора поступает измеряемое напряжение, а импульсы генератора счетных импульсов поступают на счётчик. На выходе интегратора напряжение возрастает по линейному закону (рис. 4.4,б), пропорционально U_x

$$U_{ИИТ} = \frac{U_x}{\tau_1} t, \quad (4.7)$$

где τ_1 – постоянная интегрирования на первом такте. Интегрирование «вверх» закончится в момент переполнения счетчика. Интегральное значение измеряемого напряжения при этом на выходе интегратора достигнет величины

$$U_{ИИТ} = U_x \frac{\Delta t_{\Pi}}{\tau_1}. \quad (4.8)$$

В этот же момент импульс управляющего устройства закроет ключ K_1 и откроет ключ K_2 , в результате чего к входу интегратора приложится от источника образцового напряжения U_0 , полярность которого обратна полярности входного измеряемого напряжения. В этот момент закончится интегрирование «вверх» и начинается интегрирование «вниз». Напряжение интегратора начинает убывать по линейному закону пропорционально напряжению U_0

$$U_{ИИТ} = U_x \frac{\Delta t_{\Pi}}{\tau_1} - \frac{U_0}{\tau_2} t, \quad (4.9)$$

где τ_2 – постоянная интегрирования на втором такте. Интегрирование «вниз» закончится в тот момент, когда сработает сравнивающее устройство, где производится сравнение напряжения интегратора с нулевым потенциалом. В этот момент размыкаются ключи K_2 и K_3 . Прохождение импульсов на счётчик от генератора прекращается, и счётчик зафиксирует количество импульсов только за время второго такта интегрирования, т.е. за время Δt на счётчик поступит количество импульсов

$$N = \Delta t f_0, \quad (4.10)$$

где Δt – определится из условия равенства нулю напряжения интегратора

$$U_{ИИТ} = U_x \frac{\Delta t_{\Pi}}{\tau_1} - \frac{U_0}{\tau_2} \Delta t = 0. \quad (4.11)$$

Из этого выражения определим значение Δt при условии равенства постоянных интегрирования

$$\Delta t = \frac{U_x}{U_0} \Delta t_{\Pi}. \quad (4.12)$$

Учитывая (4.12), найдём число импульсов счётчика из выражения (4.10)

$$N = \frac{U_x}{U_0} \Delta t_{\Pi} f_0 = k U_x.$$

Длительность интегрирования «вверх» и значение образцового напряжения могут поддерживаться постоянными с высокой точностью и, поэтому

погрешность преобразования напряжения во временной интервал при этом методе незначительна.

Ослабление детерминированных помех, основной из которых является помеха промышленной частоты, *производится выбором частоты генератора счётных импульсов и емкостью переполнения счетчика* таким образом, чтобы *длительность интегрирования «вверх» была равна или кратна периоду помехи*.

Погрешности измерения напряжений цифровыми вольтметрами подразделяют на *погрешности аналогового* и *погрешности дискретного* преобразования.

К **погрешностям аналогового преобразования** относят погрешности нелинейности ГЛИН; погрешности, вносимые входными устройствами; погрешности устройств сравнения, основная из которых определяется нестабильностью уровня срабатывания; погрешности интеграторов из-за дрейфа нуля УПТ, нестабильности входящих в него элементов и др.

К **погрешностям дискретного преобразования** относят погрешности квантования и погрешность счетчика импульсов. Погрешность квантования, в свою очередь, состоит из погрешности дискретности, возникающую при формировании пачки импульсов в ключевых устройствах, и погрешности из-за нестабильности частоты генератора счётных импульсов.

При равновероятном законе распределения случайной погрешности дискретности в начале и в конце импульса, открывающего ключ прохождения счётных импульсов, общий закон распределения погрешности будет иметь треугольный (Симпсона) закон распределения. Из теории вероятности известно, что для треугольного закона распределения среднеквадратическая погрешность дискретности будет равна

$$\sigma_{\partial} = \frac{T_0}{\sqrt{6}}, \quad (4.13)$$

где T_0 – период частоты генератора счетных импульсов.

Обозначая нестабильность частоты генератора через σ_0 , найдём суммарную погрешность квантования

$$\sigma_{об} = \sqrt{\sigma_{\partial}^2 + \sigma_0^2}. \quad (4.14)$$

Общая относительная погрешность дискретного преобразования измеряемого напряжения определится

$$\delta U = \frac{\sigma_{об}}{\Delta t}, \quad (4.15)$$

где Δt – длительность временного интервала аналого-цифрового преобразователя вольтметра.

Максимальная относительная погрешность дискретности временной пачки импульсов будет равна ± 1 импульс генераторов счетных импульсов, т. е. длительности одного периода, поэтому максимальная относительная погрешность дискретности определится

$$\delta U_{\max} = \frac{T_0}{\Delta t} = \frac{1}{N},$$

и будет тем меньше, чем больше измеряемое напряжение.

Все приведенные цифровые вольтметры являются цифровыми приборами прямого преобразования, поскольку в них отсутствует обратная связь с выхода на вход. В отличие от них *в приборах компенсационного (уравновешивающего) преобразования имеется общая отрицательная обратная связь с выхода на вход*, т.е. входное напряжение в процессе преобразования уравновешивается выходной величиной. Основные характеристики такой структуры по сравнению с цифровыми приборами прямого преобразования – более низкое быстродействие из-за необходимости дополнительного времени для процесса уравновешивания, но более высокая точность за счёт использования общей отрицательной обратной связи и опорных мер для сравнения.

Наиболее часто применяемые схемы неполной компенсации могут быть описаны уравнением

$$U_{\text{вых}} = k(U_x - k_{oc}U_{\text{вых}}),$$

откуда

$$U_{\text{вых}} = \frac{k}{1 + k_{oc}k} U_x, \quad (4.16)$$

где $U_{\text{вых}}$ – код выходного сигнала (показание прибора);
 k_{oc} – коэффициент передачи преобразователя обратной связи;
 k – коэффициент передачи цепи прямого преобразования.

Систематические погрешности преобразования могут быть найдены из выражения (4.16), используя общую формулу для нахождения погрешностей косвенных измерений

$$\Delta c = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial k} \Delta c, k + \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial k_{oc}} \Delta c, oc, \quad (4.17)$$

где $\Delta c, k$ – систематическая погрешность коэффициента прямого преобразования, $\Delta c, oc$ – систематическая погрешность цепи обратного преобразования.

Решая уравнение (4.17), и, переходя к относительной погрешности измерения, получим

$$\delta_c U_x = \frac{1}{k_{oc}k^2} \Delta c, k - \frac{1}{k_{oc}} \Delta c, oc. \quad (4.18)$$

Из (4.18) видно, что общая относительная погрешность цифровых вольтметров уравнивающего преобразования определяется, в основном, относительной погрешностью преобразователя обратной связи и очень мало зависит от погрешности цепи прямого преобразования. Поэтому в цифровых измерительных приборах обычно используют опорные элементы достаточно высокой точности и стабильности.

Одним из приборов уравнивающего преобразования является цифровой вольтметр с поразрядным кодированием, в котором происходит последовательное сравнение значений измеряемой величины с рядом дискретных значений образцовой величины.

Схема такого вольтметра представлена на рис. 4.5,а.

Измеряемое напряжение через аттенюатор подаётся на устройство сравнения, на второй вход которого поступает дискретное компенсационное напряжение, создаваемое источником образцового напряжения и дискретным компенсатором. Компенсатор состоит из трех декад (рис. 4.5,б), содержащих четыре резистора «весом» 2, 4, 2, 1 и из добавочной декады, содержащей один резистор весом 1. Значение сопротивлений резисторов каждой декады отличается от значений сопротивлений резисторов следующей декады в 10 раз (на рис. 4.5,б показана одна декада резисторов).

Сначала резисторы $R_4 - R_7$ заземлены и компенсационное напряжение равно нулю. Затем по команде от устройства управления последовательно подключаются резисторы к источнику опорного напряжения, и вырабатываемое компенсационное напряжение U_k поступает на вход устройства сравнения, которое при $U_x \neq U_k$ даёт команду «много – мало» в устройство управления, пока напряжение разбаланса не сделается равным нулю. Компенсирующее напряжение декады определится

$$U_k = \frac{U_0 g_i}{g} \sum_{i=1}^4 k_i \frac{1}{R_i}, \quad (4.19)$$

где g_i – проводимость включённого резистора R_i ;

g – суммарная проводимость всей декады;

k_i – коэффициент, равный 1 или 0 в зависимости от включения резистора R_i на шину С.

Если измеряемое напряжение больше компенсационного напряжения, то устройство сравнения даёт команду «много», первый резистор остаётся включенным и параллельно к нему подключается второй резистор и т.д. Если измеряемое напряжение меньше компенсационного, то устройство сравнения даёт команду «мало», предыдущий резистор отключается и включается следующий. Так по команде устройства сравнения переключаются резисторы всех декад и в цепи остаются те резисторы, параллельное соединение которых даёт значение, при котором измеряемое напряжение равно компенсирующему. Результат измерения подаётся в устройство цифрового отсчёта и отобра-

жается на цифровом табло. Временные диаграммы (рис. 4.5,в) поясняют принцип компенсации. В цифровых вольтметрах с поразрядным кодированием погрешность измерения, в основном, определяется точностью компенсационного напряжения и чувствительностью устройства сравнения и составляет десятые доли процента.

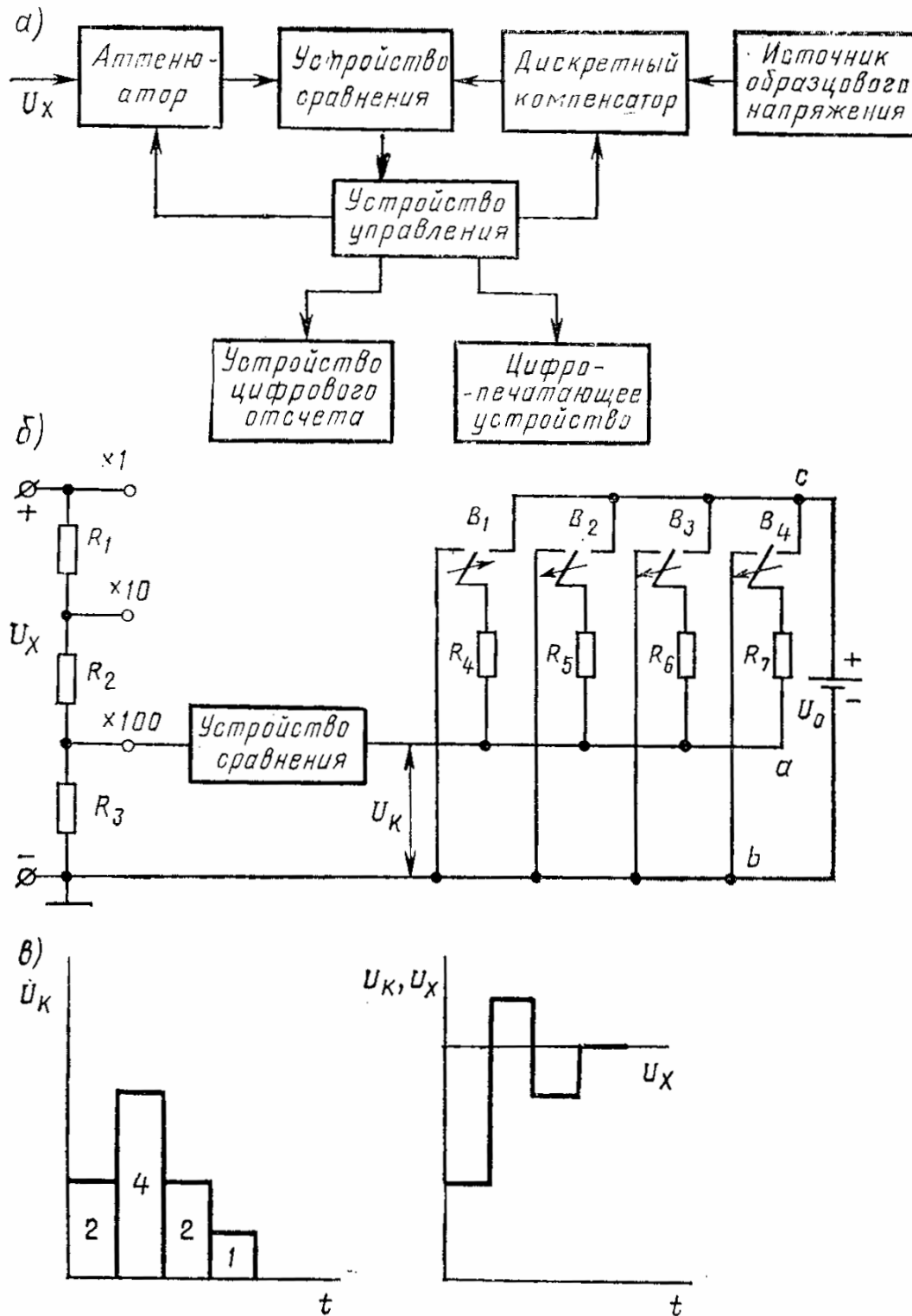


Рис. 4.5

где $i(t)_+$ – положительная полуволна мгновенного значения измеряемого тока,

T – период переменного тока.

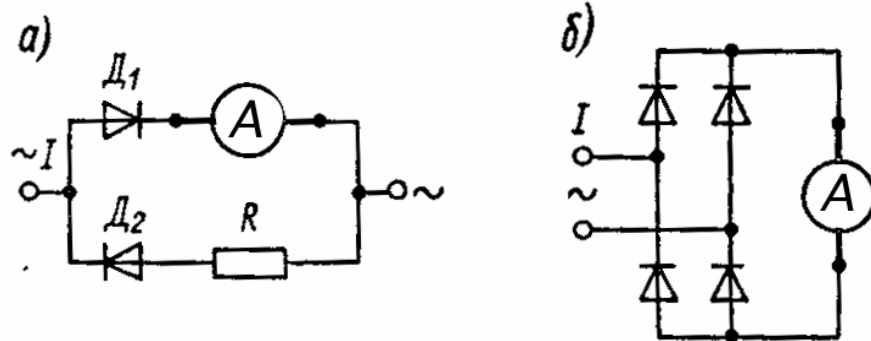


Рис. 2.14

При использовании схемы двухполупериодного выпрямления выпрямленный ток проходит через измерительный прибор в обе половины периода и, следовательно, чувствительность этих схем выше, чем однополупериодных (рис. 2.14,б). Постоянная составляющая, называемая **средневыпрямленным значением** тока фиксируется магнитоэлектрическим амперметром и определяется

$$I_{св} = \frac{1}{T} \int_0^T |i(t)| dt, \quad (2.26)$$

где $|i(t)|$ – мгновенное значение измеряемого тока, взятое по модулю.

Следовательно, для нахождения показаний измерителя тока, использующего одно – или двухполупериодные схемы выпрямления для любой формы тока $i(t)$, необходимо найти аналитическое выражение тока, подставить его в одну из формул 2.25 или 2.26, и, решив интеграл, найти искомое значение выпрямленного или средневыпрямленного тока.

Для **измерения напряжения** выпрямительными приборами используют последовательно включенные **добавочные сопротивления**. Используются выпрямительные приборы для измерения токов и напряжения в диапазоне до 50 кГц. Класс точности приборов обычно 1,5; 2,5.

Термоэлектрический прибор представляет собой **соединение одного или нескольких термопреобразователей и магнитоэлектрического измерительного прибора**. На рисунке 2.15 показано устройство термопреобразователя, состоящего из термопары 1 и нагревателя 2, в качестве которого используют проволоку, допускающую длительный нагрев. При пропуске

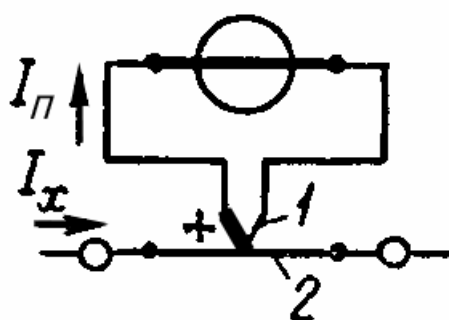


Рис. 2.15

тока I_x через нагреватель он нагревается, и на свободных концах термопары возникает термо-э.д.с., которая вызывает ток через измерительный механизм. Термо-э.д.с., развиваемая термопреобразователем, пропорциональна количеству теплоты, выделенной измеряемым током в нагревателе, которое, в свою очередь, пропорционально квадрату действующего (среднеквадратического) значения измеряемого тока. Магнитоэлектрический измерительный прибор, измеряемый термо-э.д.с., градуируется в действующих значениях измеряемого тока. Прибор может измерять переменные и постоянные токи по одной шкале; показания прибора не зависят от формы кривой переменного тока; градуировку прибора можно производить на постоянном токе. Термоэлектрические приборы позволяют измерять токи от единиц миллиампер до нескольких сот ампер на частотах до нескольких сот мегагерц, имея класс точности 1,0 – 4,0.

5. ЭЛЕКТРОННО - ЛУЧЕВЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронно-лучевой осциллограф (ЭЛО) – это универсальный измерительный прибор, предназначенный для визуального наблюдения, измерения и регистрации электрических сигналов.

В зависимости от назначения и технических характеристик осциллографы подразделяются на:

1) **Универсальные** (обозначение С1- . . . , например, С1-83).

Предназначены для наблюдения периодических сигналов в широкой полосе частот (0 – 350 мГц), амплитуд (единицы мВ÷сотни В), длительности импульсов (единицы нс до нескольких с). Это осциллографы реального времени.

2) **Скоростные** (обозначение С7- . . .).

Предназначены для исследования в реальном масштабе времени СВЧ колебаний, однократных или редко повторяющихся и периодических импульсных сигналов с длительностью в доли и единицы нс.

Полоса пропускания (0÷5) ГГц.

3) **Стробоскопические** (С7 - . . .).

Используют стробоскопический метод понижения частоты сигнала, т. е. трансформацию масштаба времени сигнала. Применимы для наблюдения СВЧ и коротких импульсных (обязательно повторяющихся) сигналов. Обладают высокой чувствительностью (доли мВ), широкой полосой частот (до 10 ГГц). Длительность импульсов может достигать единиц пс.

4) **Запоминающие** (С8 - . . .).

Позволяют с помощью специальной ЭЛТ запоминать исследуемые сигналы и длительно воспроизводить осциллограмму после их исчезновения на входе. Применяется для исследования сигналов с $f < 1$ Гц, одиночных сигналов, а также периодически повторяющихся сигналов, когда необходимо сравнить их форму через некоторое время.

Время непрерывного воспроизведения осциллограмм – до нескольких десятков минут, время хранения сигналов – до нескольких суток.

5) **Специальные** (С9 - . . .).

Предназначены для исследования широко применяющихся сигналов, например, телевизионных.

ЭЛО в большинстве своем аналоговые приборы. В последнее время созданы цифровые осциллографы, в которых исследуемый сигнал и напряжение развертки квантуются по уровню и дискретизируются по времени, запоминаются в цифровой форме в ОЗУ. Для обработки сигналов используется встроенная ЭВМ. Кроме того, различают:

а) многоканальные ЭЛО,

б) многолучевые ЭЛО.

В многоканальных – ЭЛТ однолучевая, для просмотра нескольких сигналов используется коммутатор. В многолучевых – используется многолучевая ЭЛТ. Некоторые виды осциллографов имеют сменные блоки, что позволяет в зависимости от решаемой задачи изменять технические параметры (например, полосу пропускания, чувствительность и т.д.) или расширять функциональные возможности прибора (стробоскопические преобразователи, многоканальные усилители с коммутатором, задерживающие развертки, управляемые калибраторы сигналов и т. д.).

5.1. Универсальный электронно-лучевой осциллограф

Структурная схема ЭЛО приведена на рис. 5.1.

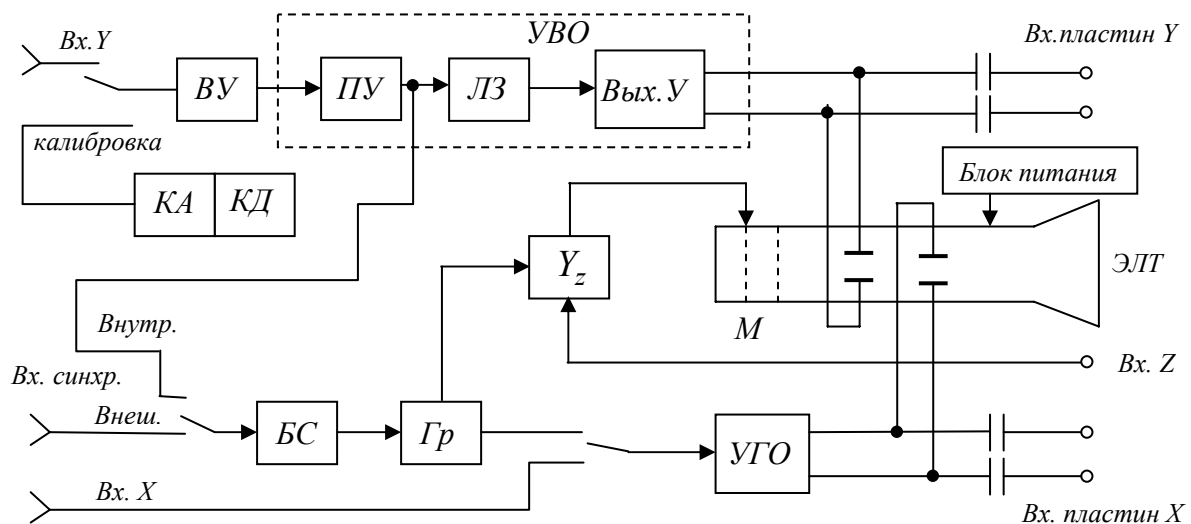


Рис. 5.1

Основные составляющие ЭЛО: канал вертикального отклонения луча – канал ВО или Y (*ВУ*, *ПУ*, *ЛЗ*, *Вых. Y*), канал горизонтального отклонения луча – канал ГО или X (*БС*, *Гр*, *УГО*), канал управления лучом по яркости (Канал Z), калибратор (*КА*, *КД*) и ЭЛТ со схемами питания.

5.1.1. Канал ВО (Y).

1) **Входное устройство** (*ВУ*) содержит коммутируемую емкость (открытый, закрытый вход), делитель напряжения для расширения пределов измерения, обеспечивает высокое входное сопротивление.

2) **Предварительный усилитель** (*ПУ*) усиливает входной сигнал с малыми шумами.

3) **Линия задержки** (*ЛЗ*) с временем задержки порядка 0,1 мкс обеспечивает поступление сигнала на отклоняющие пластины Y ЭЛТ после поступ-

ления сигнала развертки на отклоняющие пластины X для осуществления возможности наблюдения переднего фронта импульса при внутренней синхронизации. В некоторых ЭЛО отсутствует.

4) Выходной усилитель (Вых.У) служит для усиления сигнала до величины, необходимой для полного отклонения луча в пределах экрана по вертикали.

5.1.2. Канал ГО (X).

1) *Генератор развертки* (ГР) предназначен для формирования пилообразного напряжения, вызывающего равномерное отклонение луча по горизонтали пропорционально времени (напряжение развертки). Под термином «развертка» понимается линейное перемещение луча по экрану ЭЛТ.

Рассмотрим принцип формирования изображения на экране ЭЛТ (рис. 5.2).

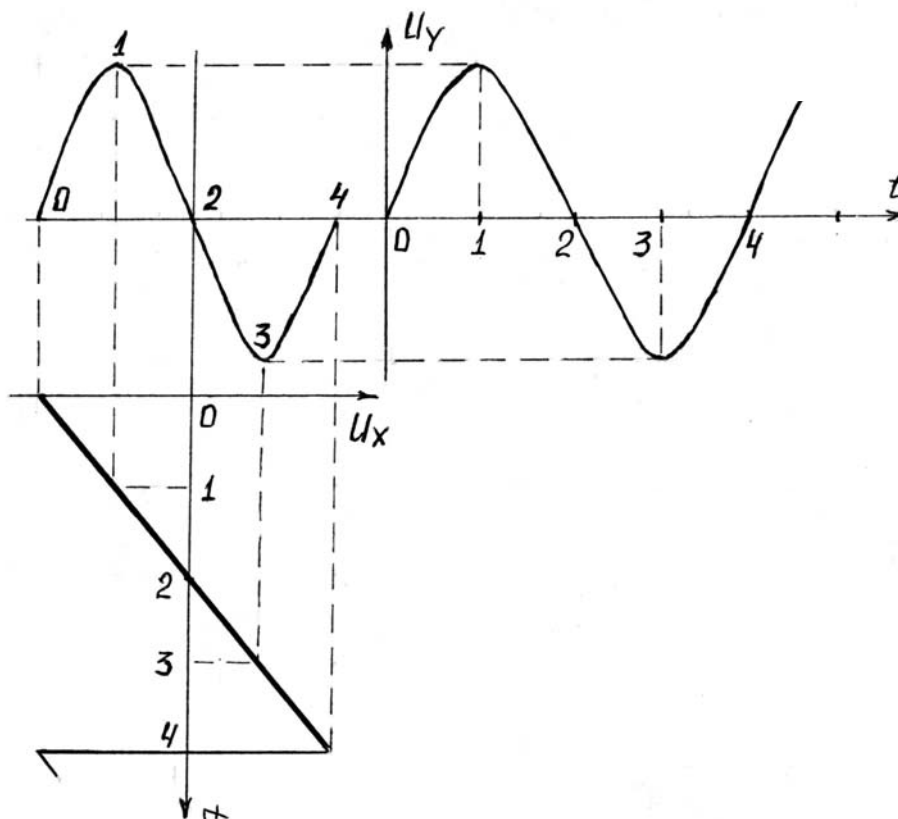


Рис. 5.2

Положение луча в каждый момент времени определяется величинами отклоняющих напряжений U_x и U_y . Для примера на вход Y подано синусоидальное напряжение U_y , а на вход X – линейно нарастающее напряжение развертки U_x . На экране ЭЛТ (на рис. 5.2 это область между осями U_x и U_y)

в момент времени, условно обозначенный цифрой «0», луч займет положение «0». В момент времени «1» он перейдет в положение «1» и т. д. Из рисунка видно, что неподвижное изображение (когда луч повторяет свое движение по одному и тому же пути) получается при равенстве периодов U_x и U_y , т. е. $T_x = T_y$ или $f_x = f_y$. При увеличении периода пилообразного напряжения развертки в n раз, на экране появится изображение n периодов исследуемого сигнала. То есть, в общем виде условие неподвижности изображения будет иметь вид

$$T_x = nT_y, n = 1, 2, 3, \dots \quad (5.1)$$

Реально напряжение развертки не может спадать мгновенно, при этом время нарастания U_x называется временем прямого хода t_{np} , время спада – временем обратного хода луча $t_{обр}$, т. е. $T_x = t_{np} + t_{обр}$. Обычно, обратный ход луча искажает картину на экране ($t_{обр} \ll t_{np}$), поэтому обратный ход обычно гасится.

Исследование сигналов в широком диапазоне частот обеспечивается переключением частоты напряжения развертки, предусмотренным в генераторе развертки. И, следовательно, к генератору предъявляются следующие требования: высокая линейность, малое время обратного хода, достаточная амплитуда, широкие пределы регулировки частоты (от сотых долей Гц до нескольких десятков МГц).

Рассмотрим возможные режимы развертки осциллографа, определяемые в основном режимом работы ГР:

а) **режим непрерывной развертки** (автоколебательный режим ГР) – применяется для наблюдения синусоидальных сигналов и импульсных сигналов с относительно небольшой скважностью;

б) **ждущий режим** – для исследования импульсных сигналов с большой скважностью и временных соотношений между сигналами. ГР запускается только по приходу запускающего импульса, сформированного из входного сигнала блока синхронизации, затем возвращается в режим ожидания следующего запускающего импульса;

в) **однократный** – предназначен для фотографирования (регистрации) одиночных сигналов или для их запоминания. Нажатие кнопки «Пуск» (в блоке управления разверткой на передней панели ЭЛО) разрешает запуск ГР очередным импульсом запуска. После однократного запуска ГР не может быть запущен до следующего разрешения в виде нажатия кнопки «Пуск».

г) для получения изображения более крупного масштаба на временной оси предусмотрен режим «растягивания» во времени, путем увеличения коэффициента усиления УГО в заданное число раз (обычно 2, 5, 10). Управление этим режимом осуществляется переключателем «Множитель», имеющим положения 0,5; 0,2; 0,1;

д) для более детального исследования части сигнала в некоторых осциллографах используют метод задерживающей и задержанной разверток. Задерживающая (медленная) развертка позволяет видеть весь сигнал, а задержанная (быстрая – запускается по специальной метке, устанавливаемой на изображении сигнала) – обеспечивает крупное изображение выделенной части сигнала;

е) существует режим отклонения исследуемым сигналом по горизонтали. Включается переключателем ($X - Y$).

2) **Блок синхронизации и запуска** (БС) предназначен для получения устойчивого изображения сигнала на экране. Начало развертки должно совпадать с одной и той же точкой исследуемого сигнала. Для этого БС вырабатывает импульс запуска ГР. В режиме «внутренняя синхронизация» – из предварительно усиленного исследуемого сигнала, а в режиме «внешняя синхронизация» – из внешнего синхросигнала, поданного на вход синхронизации. Выбор точки осуществляется ручкой «Уровень».

3) **Усилитель горизонтального отклонения** (УГО) – предназначен для усиления сигнала развертки до величины, необходимой для полного отклонения луча по горизонтали.

5.1.3. Канал Z.

Предназначен для установки яркости изображения, в том числе и вручную. Во время прямого хода луча на усилитель $Z(Y_z)$ с генератора развертки подается импульс подсветки, обратный ход луча гасится.

5.1.4. Калибраторы амплитуды и длительности (КА и КД).

Предназначены для повышения точности измерений путем контроля и калибровки номинальных значений коэффициентов отклонения и развертки.

Во многих осциллографах с целью расширения функциональных возможностей существуют входы X , Y , Z для подачи внешних управляющих напряжений непосредственно на электроды ЭЛТ.

Следует отметить, что кроме стандартной линейной развертки, когда на пластины X ЭЛТ подается линейно изменяющееся напряжение, на практике достаточно широкое применение нашли круговая и спиральная развертки.

Круговая развертка формируется путем подачи на входы X и Y осциллографа синусоидальных напряжений одинаковой частоты, сдвинутых друг относительно друга на 90° , т. е.:

$$\begin{cases} U_y = U_{m_1} \sin \omega t \\ U_x = U_{m_2} \sin(\omega t \pm 90^\circ) \end{cases}$$

Луч чертит на экране окружность за один период входных сигналов. Спиральная развертка (см. рис. 5.3,а) создается при подаче на входы X и Y

сдвинутых на 90° синусоидальных напряжений одной частоты с линейно изменяющимися амплитудами. Например, как на рис. 5.3,б. Число витков спирали $m = \frac{T_c}{T} = \frac{T_c \omega}{2\pi}$.

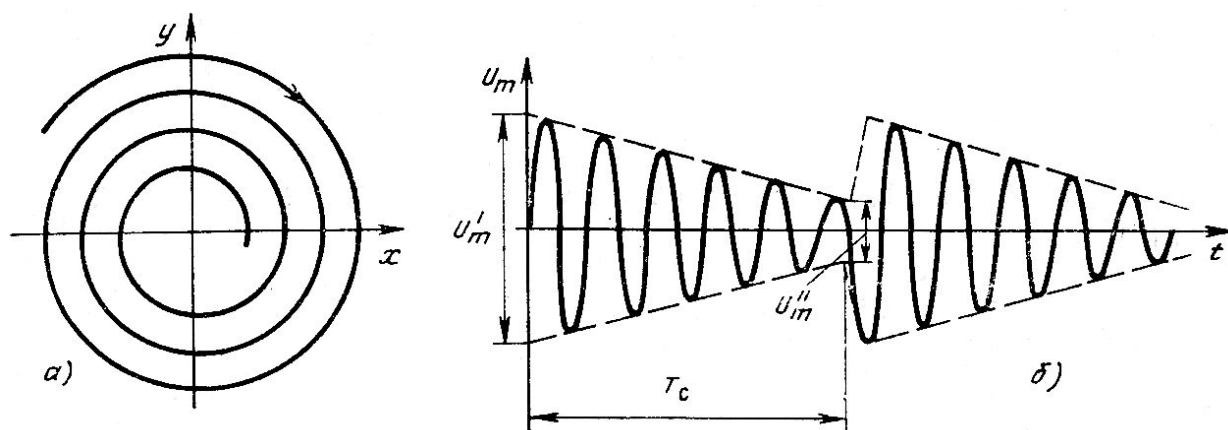


Рис. 5.3

5.2. Основные характеристики осциллографов

1) *Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)* канала вертикального отклонения (рис. 5.4) – зависимость коэффициента усиления канала от частоты. Полоса пропускания – от постоянного тока (открытый вход) или от f_n равной нескольким герцам (при закрытом входе) до f_v . Частоты f_n и f_v определяются на уровне 0,707 (-3 дБ) от значения коэффициента усиления на некоторой опорной частоте (обычно $\leq \frac{f_v}{20}$).

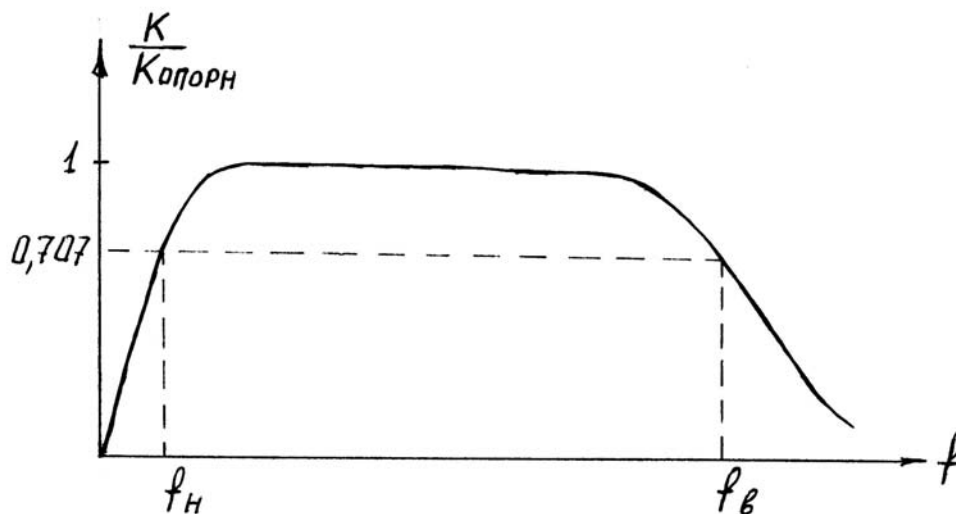


Рис. 5.4

2) **Переходная характеристика** – отклик на экране осциллографа на скачок напряжения на входе Y (рис. 5.5). Характеризуется выбросом δ , обычно не превышающим нескольких процентов от уровня сигнала, временем нарастания τ_n – в течение которого луч проходит от 0,1 до 0,9 установившегося значения и временем установления τ_y – интервалом времени от уровня 0,1 до момента уменьшения осцилляций после выброса до значения не превышающего погрешности измерения уровня. Причем при оптимальном виде АЧХ справедлива следующая зависимость

$$\tau_n = \frac{0,35}{f_{\phi}}. \quad (5.2)$$

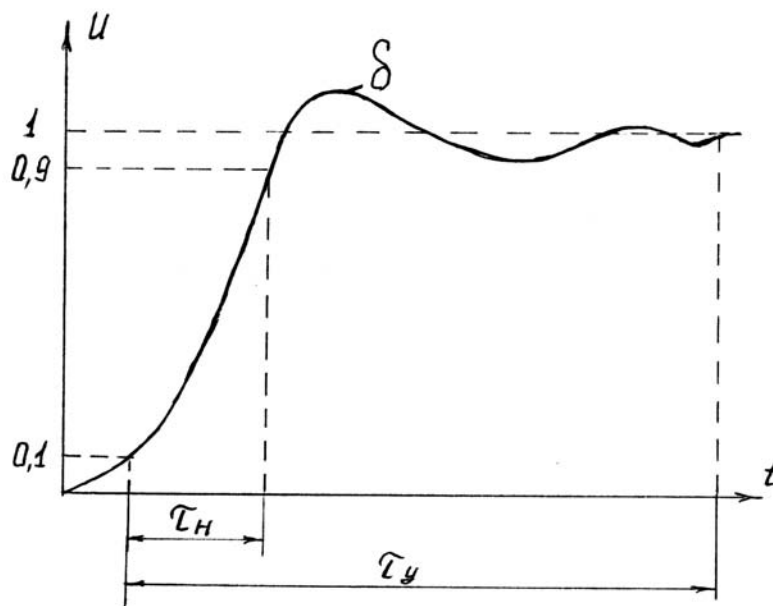


Рис. 5.5

3) **Коэффициент отклонения** K_o – обратен чувствительности канала ВО, характеризует масштаб изображения по вертикали

$$K_o = \frac{1}{S_Y}, \text{ где } S_Y = S_{TY} \cdot K_{YBO} \quad \frac{\text{мм}}{\text{В}}.$$

Здесь S_{TY} – чувствительность ЭЛТ осциллографа. Иначе

$$K_o = \frac{U_{\text{вх}}}{l_Y}, \quad (5.3)$$

где $U_{\text{вх}}$ – величина входного напряжения, l_Y – размер изображения сигнала по вертикали. K_o изменяется аттенуатором на передней панели ступенями с кратностью 1, 2, 5; размерностью K_o – в В/см, мВ/см . . . мкВ/см или в/дел,

мВ/дел, мкВ/дел. Для увеличения диапазона измеряемых напряжений используется множитель M_0 , принимающий значения 1 или 10.

4) **Коэффициент развертки** K_p характеризует масштаб изображения по горизонтали.

$$K_p = \frac{t_{np}}{l_p} \text{ с/дел, мс/дел, мкс/дел или с/см, мс/см, мкс/см. (5.4)}$$

Представляет собой отношение времени прямого хода луча t_{np} к длине перемещения луча на экране l_p . Иногда используется понятие скорости развертки $V_p = \frac{1}{K_p} = \frac{l_p}{t_{np}}$. Величина V_p может достигать десятков и сотен

км/сек. Для увеличения чувствительности канала горизонтального отклонения используется множитель развертки, обычно со значениями 0,1; 0,2; 0,5.

5) **Входное сопротивление** – определяет влияние осциллографа на исследуемую цепь. Обычно $R_{вх} \geq 1 \text{ Мом}$; для низкочастотных осциллографов $C_{вх} = 30 \div 40 \text{ пФ}$, для высокочастотных $C_{вх} = 3 \div 5 \text{ пФ}$.

6) При выборе осциллографа для решения конкретных измерительных задач следует учитывать и **другие характеристики осциллографа**: рабочую площадь экрана, цвет свечения, диапазоны амплитуд и длительностей входных сигналов, количество каналов, возможность применения сменных блоков и т.д.

5.3. Измерение параметров сигналов

Осциллограф позволяет проводить прямые измерения фактически только двух параметров сигнала – величины напряжения и величины временного интервала.

1. Измерение напряжения.

а) **Метод калиброванной шкалы.**

Метод основан на применении известного коэффициента отклонения $K_0 \left[\frac{\text{В}}{\text{дел}} \right]$, значения которого переключаются с помощью предварительно откалиброванного аттенюатора (делителя) входного устройства канала вертикального отклонения осциллографа. Значение измеряемой амплитуды определяется выражением:

$$U_{вх} = K_0 \cdot M_0 \cdot l_Y [\text{В}], \quad (5.5)$$

где K_0 – коэффициент отклонения (В/дел),

M_0 – значение множителя (обычно 1 или 10),

l_y – размер изображения по вертикали (дел).

Погрешность метода составляет $5 \div 10\%$.

б) Метод сравнения.

Метод основан на сравнении амплитуды измеряемого сигнала с амплитудой калиброванного образцового напряжения, подаваемых поочередно на Y – вход осциллографа. Источник калиброванного напряжения может быть внутренним или внешним. Погрешность метода 3-5%.

Для повышения точности используют дифференциальный усилитель канала (обычно, это сменный блок), на оба входа которого одновременно подают измеряемый и калибровочный сигналы. ЭЛТ осциллографа в этом случае является нуль-индикатором (индикатором равенства амплитуд сигналов). Погрешность метода определяется в основном погрешностью задания калибровочного напряжения и может быть уменьшена до 1%.

2. Измерение временных интервалов.

а) Метод калиброванной шкалы (калиброванной развертки).

Метод основан на использовании известного, предварительно откалиброванного коэффициента развертки K_p [с/дел], значения которого задаются переключением времязадающих цепей генератора развертки канала горизонтального отклонения осциллографа.

Значение измеряемого временного интервала определяется по формуле:

$$t_x = K_p \cdot M_p \cdot l_x \text{ [с]}, \quad (5.6)$$

где K_p – коэффициент развертки (с/дел),

M_p – множитель развертки (обычно 0,1; 0,2; 0,5),

l_x – размер изображения по горизонтали (дел).

Погрешность метода составит 5-10%.

б) Метод сравнения.

Метод основан на использовании высокостабильных образцовых (маркерных) меток времени, которые совмещаются с измеряемым временным интервалом. Для получения меток на Z -вход осциллографа подается сигнал генератора образцовой частоты, осуществляющий модуляцию яркости луча. Значение измеряемого временного промежутка определяется выражением

$$t_x = n \cdot T_0,$$

где n , T_0 – соответственно число и период образцовых меток. Погрешность метода может достигать 1-3%. Существуют различные модификации метода сравнения, позволяющие получить значительно более высокую точность измерения временных интервалов (погрешность измерения временных интервалов порядка 1 нс).

5.4. Погрешности измерений

Различают следующие виды погрешности измерений с помощью осциллографа: погрешность K_0 , общая погрешность измерения U , погрешность K_p , общая погрешность измерения t , параметры переходной характеристики, параметры АЧХ.

Обычно эти погрешности нормируются и приводятся в техническом описании на осциллограф.

При этом можно выделить следующие виды погрешностей:

1) Погрешность измерения напряжения из-за спада АЧХ.

Из АЧХ канала Y осциллографа видно, что в пределах полосы пропускания при равных значениях входного напряжения величина изображения на экране осциллографа будет уменьшаться по мере приближения частоты сигнала к значению f_g . Т.е. возникает частотная погрешность, обусловленная спадом АЧХ в области верхних частот. Погрешность носит систематический характер, и поэтому может быть устранена путем введения поправочного множителя, определяемого из конкретной АЧХ осциллографа.

2) Погрешность при измерении длительности фронта и среза импульсов за счет переходной характеристики.

Из переходной характеристики осциллографа видно, что при исследовании импульсных сигналов происходит увеличение длительности фронта и среза изображения импульса на экране относительно входного из-за влияния входной цепи и времени нарастания осциллографа. В общем виде длительность фронта изображения

$$\tau_{\phi_{осц}} = \sqrt{\tau_{\phi}^2 + \tau_{ex}^2 + \tau_n^2}, \quad (5.7)$$

где τ_{ϕ} – длительность фронта импульса на входе осциллографа;

τ_{ex} – время нарастания входной цепи;

τ_n – время нарастания переходной характеристики.

Погрешность $\Delta \tau_{\phi} = \tau_{\phi_{осц}} - \tau_{\phi}$ носит систематический характер.

При согласованном входном кабеле часто τ_{ex} достаточно мала, и тогда реальная длительность фронта определится выражением:

$$\tau_{\phi} = \sqrt{\tau_{\phi_{осц}}^2 - \tau_n^2}. \quad (5.8)$$

3) Погрешности за счет неравномерности переходной характеристики и АХЧ, нелинейности K_0 и K_p устранить не удастся из-за индивидуального характера этих погрешностей. Они носят случайный характер и нормируются в техническом описании (например, $\delta K_0 = 3\%$).

4) Случайная визуальная погрешность определения размеров изображений по вертикали и горизонтали

$$\delta_{\text{виз}} = \frac{0,4q}{l} \cdot 100\%, \quad (5.9)$$

где q – ширина луча,

l – размер изображения.

Часто в техническом описании даются общие погрешности измерения напряжения и времени, представляющие собой сумму указанных выше погрешностей. В зависимости от них выпускаются осциллографы четырех классов точности 1, 2, 3, 4, погрешности которых соответственно 3, 5, 10, 12%.

Выбор осциллографа для решения конкретной измерительной задачи осуществляется согласно назначения и **по техническим параметрам** (полоса пропускания, диапазон измерений, погрешности и т. д.) различных типов осциллографов.

6. ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ, ЧАСТОТЫ И ФАЗОВОГО СДВИГА СИГНАЛОВ

6.1. Измерение временных интервалов

Временные интервалы отличаются многообразием форм представления: длительность импульсов, временной промежуток между двумя импульсами, период сигнала и т. д. Диапазон возможного изменения интервалов – от пикосекунд до десятков часов и более.

Для измерения применяют в основном электронно-лучевые осциллографы и цифровые измерители временных интервалов.

6.1.1. Осциллографические методы измерения временных интервалов.

а) *Метод калиброванной (линейной) развертки.*

В этом случае интервал времени равен

$$t_x = K_p \cdot M_p \cdot l_x,$$

где K_p – коэффициент развертки осциллографа, выражается в с/дел, мс/дел, мкс/дел и т. д.;

M_p – множитель развертки, обычно равен 1; 0,5; 0,2;

l_x – величина изображения временного интервала в делениях шкалы на экране осциллографа. Точность измерения невелика, погрешность достигает величины 5-10%.

б) *Метод измерения с использованием меток времени* образцового генератора-калибратора.

Значительно меньшие погрешности измерения получают при подаче на вход z колебаний высокостабильного генератора с периодом T_m . В этом случае на линейной развертке осциллографа высвечиваются яркостные отметки, идущие через высокоточный интервал T_m . Величина измеряемого временного интервала $t_x = nT_m$, где n – число меток, укладывающихся в интервале. Погрешность измерения определяется погрешностью задания T_m и точностью совмещения меток с границами интервала.

в) С целью дальнейшего повышения точности измерений используют *методы сравнения* измеряемого временного интервала с *образцовой дискретной задержкой*. При этом начало измеряемого интервала совмещают с началом отсчета дискретной задержки (первый импульс импульсной последовательности, нулевой код ЦАП и т. д.), а длительность интервала определяют по количеству дискретов задержки, укладывающихся до конца интервала.

Существует несколько способов создания высокоточной дискретной задержки:

– задержка на основе счетчика последовательности счетных импульсов высокочастотного, высокостабильного генератора;

– задержка с использованием сравнения пилообразного напряжения с выхода генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН) и выходного напряжения ЦАП, величина задержки определяется кодом ЦАП;

– задержка на линиях передачи, например, на отрезках кабеля.

Осциллографические измерители временных интервалов позволяют производить измерения с предельно возможной погрешностью до 1 нс. Для высокоточных измерений малых интервалов (10^{-9} ÷ 10^{-12} с) используют стробоскопические осциллографы, использующие стробоскопический метод увеличения измеряемого интервала.

Основной недостаток осциллографических методов – невозможность автоматического измерения из-за необходимости визуального отсчета результатов.

6.1.2. Цифровые измерители временных интервалов.

Наибольшее распространение нашел **время-импульсный метод** измерения (или по-другому – прямого, последовательного, дискретного счета).

На рисунке 6.1 приведена структурная схема время-импульсного измерителя, а на рисунке 6.2. – эпюры напряжений, поясняющие его работу.

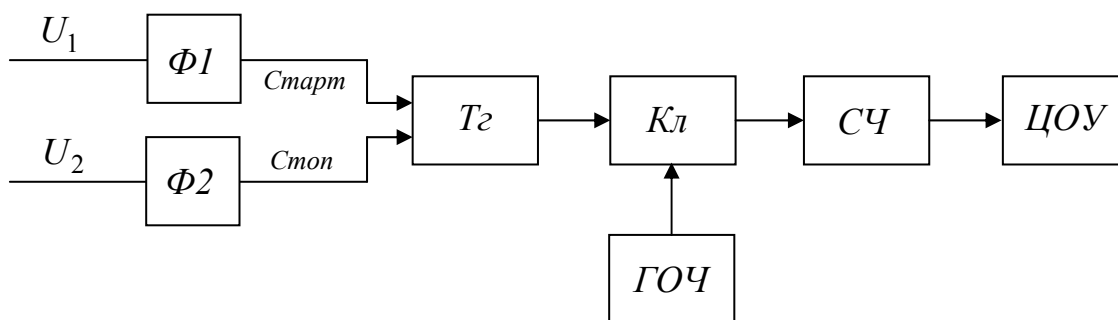
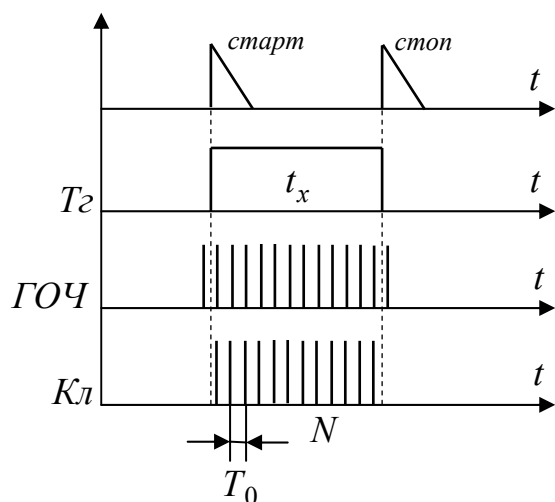


Рис. 6.1

Формирователи $\Phi 1$ и $\Phi 2$ создают из входных сигналов U_1 и U_2 импульсы «старт» и «стоп» соответственно начала и конца измеряемого интервала t_x , который формируется триггером T_g . Триггер открывает на время t_x ключ $Kл$, который пропускает на счетчик $СЧ$ некоторое число счетных импульсов с периодом T_0 с генератора ГОЧ. Счетчик подсчитывает число импульсов N и полученный результат отображается на цифровом отсчетном устройстве ЦОУ.

$$N = \frac{t_x}{T_0}, \quad (6.1)$$



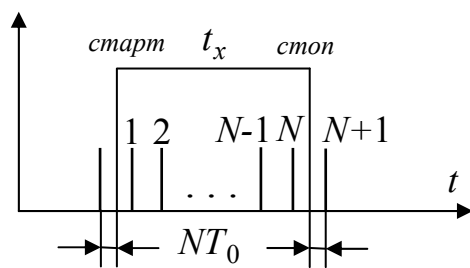
где $T_0 = \frac{1}{f_0} \ll t_x$.

Тогда $t_x = T_0 \cdot N$. Для получения удобного отсчета берут $f_0 = 10^k$ Гц, тогда $t_x = 10^{-k} \cdot N \cdot c$.

Погрешности измерения:

а) **Относительная нестабильность частоты** ГОЧ δ_0 . Для повышения точности измерений используют в качестве ГОЧ термостатированные кварцевые генераторы. Тогда $\delta_0 = 10^{-7} \div 10^{-9}$.

б) **Погрешность дискретности**. Определяется значением периода счетных импульсов T_0 .



Рассмотрим более подробно процесс возникновения и величину погрешно-

сти дискретности время-импульсного преобразования. Из рисунка 6.3. видно, что за результат преобразования принимается величина $t_{изм} = NT_0$, тогда как реально $t_x = NT_0 - \Delta t_1 + \Delta t_2$, где Δt_1 и Δt_2 – временные отрезки между счетными импульсами и началом (старт) или

концом (стоп) измеряемого интервала. Причем величины Δt_1 и Δt_2 в случае некоррелированности счетных импульсов и границ измеряемого интервала носят случайный характер (с равномерным законом распределения) и лежат в пределах $0 \div T_0$, т. е. абсолютная погрешность дискретности

$$\Delta \partial_{\max} = t_x - t_{изм} = -\Delta t_1 + \Delta t_2 = \pm T_0. \quad (6.2)$$

Максимальная относительная погрешность

$$\delta_{\partial} = \frac{\Delta \partial_{\max}}{t_x} = \pm \frac{T_0}{NT_0} = \pm \frac{1}{N}. \quad (6.3)$$

Погрешность дискретности представляет собой сумму двух случайных погрешностей с равномерным законом распределения, следовательно сама $\Delta \partial$ распределена по треугольному закону (распределение Симпсона) и ее среднеквадратическое отклонение

$$\sigma = \frac{T_0}{\sqrt{6}}. \quad (6.4)$$

в) **Погрешность δ_{ϕ} формирования** из входных сигналов импульса, определяющего измеряемый интервал t_x .

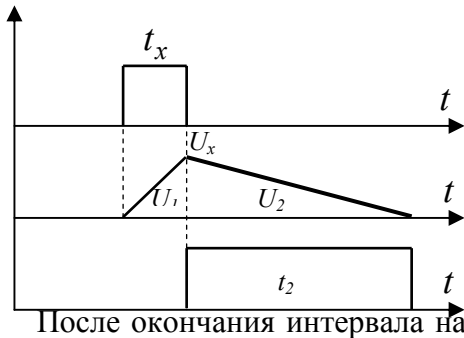
В эту погрешность входят нестабильность порога срабатывания формирователей, наличие помех в измеряемом сигнале, крутизна фронтов сигналов. Погрешности за счет задержек сигналов в блоках и схемах измерителя при использовании быстродействующих элементов сравнительно малы, поэтому в большинстве случаев не учитываются.

В общем случае $\delta \approx \sqrt{\delta_0^2 + \delta_{\partial}^2 + \delta_{\phi}^2}$, а предел погрешности $\delta_{пред} = \pm(\delta_0 + \delta_{\partial} + \delta_{\phi})$. При измерении больших t_x величины δ_{∂} и δ_{ϕ} могут быть малы, и относительная погрешность измерения может достигать величин $10^{-7} \div 10^{-8}$. При измерении малых t_x определяющей становится погрешность дискретности.

6.1.3. Методы уменьшения погрешности дискретности.

а) Увеличение частоты следования счетных импульсов. Увеличение f_0 имеет предел, определяемый быстродействием схем ключа и счетчика. При этом значительно увеличивается сложность аппаратуры.

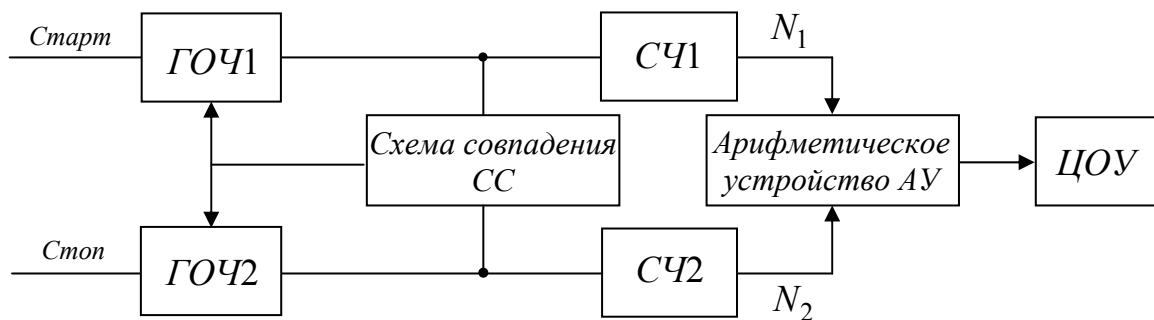
б) Измерение большого числа интервалов t_x (только для повторяющихся сигналов) с последующим усреднением результата измерения. Статистическая обработка измерений позволяет уменьшить случайные погрешности δ_{∂} и δ_{ϕ} .



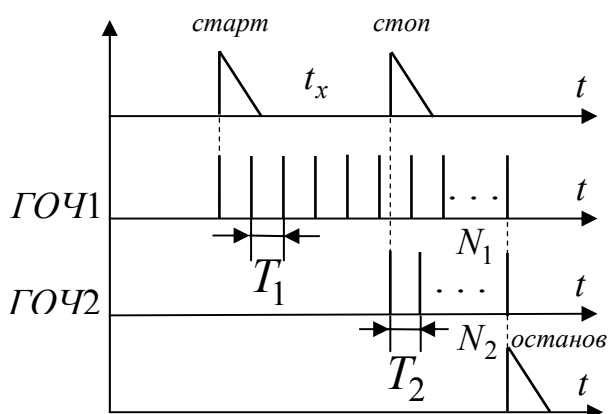
После окончания интервала на интегратор подается меньшее напряжение U_2 противоположной полярности, чем U_1 , и интегратор разряжается до нуля. Полученный интервал $t_2 = \frac{U_1}{U_2 t_x} = n t_x$ заполняется счетными импульсами, число которых подсчитывается счетчиком. Увеличение измеряемого временного интервала в n раз эквивалентно уменьшению в то же число раз величины дискрета T_0 , т. е. погрешности дискретности равной

$$\delta_{\partial} = \pm \frac{T_0}{n \cdot t_x}. \quad (6.5)$$

г) **Нониусный метод** позволяет уменьшить обе составляющие погрешности – в начале измеряемого интервала и в конце. Пример реализации метода представлен на рисунках 6.5 и 6.6.



Импульс «старт» запускает генератор ГОЧ1. Импульсы с периодом T_1 поступают на счетчик СЧ1, где подсчитываются. Импульс «стоп» запускает ГОЧ2 с периодом повторения нониусных импульсов



$$T_2 = T_1 - \Delta T = T_1 - \frac{T_1}{p}, \quad \text{обычно } p = 10, 100.$$

Число этих импульсов подсчитывает СЧ2. Импульсы с ГОЧ1 и ГОЧ2 поступают на входы схемы совпадения СС, на выходе которой при совпадении счетных и нониусных импульсов возникает импульс «останов», срывающий работу обоих генераторов. При этом количество импульсов N_1 и N_2 фиксируется счетчиками. Арифметиче-

Рис. 6.6

ское устройство АУ рассчитывает величину измеряемого временного интервала

$$t_x = (N_1 - 1)T_1 - (N_2 - 1)T_2 = T_1(N_1 - N_2) + \frac{T_1}{p}(N_2 - 1), \quad (6.6)$$

где величину $\Delta T = \frac{T_1}{p}$, определяющую шаг дискретизации, называют шагом нониуса.

Видно, что дискрет измерения t_x уменьшается в p раз. Но выбирать большие значения p нецелесообразно, так как начинают преобладать другие виды погрешностей (нестабильность управляемых ГОЧ, погрешности определения момента совпадения импульсов и т. д.).

6.2. Измерение частоты сигналов.

В зависимости от диапазона измеряемой частоты и требуемой точности, используют различные средства и методы измерений.

6.2.1. Метод сравнения.

При этом измеряемая частота определяется по равенству или кратности известной частоте.

а) Осциллографические методы.

Индикатором равенства или кратности частот служит осциллограф.

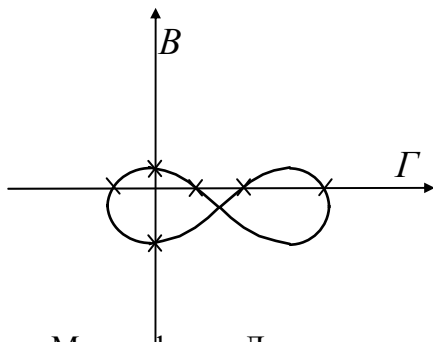
При *линейной развертке* период сигнала измеряемой частоты сравнивается с периодом напряжения развертки, либо периодом меток времени калибратора длительности. Т. е. определяется период сигнала и затем рассчитывается значение

$$f_x = \frac{1}{K_p \cdot M_p \cdot l_x}, \quad (6.7)$$

где K_p , M_p – коэффициент и множитель развертки;

l_x – период сигнала в делениях шкалы на экране осциллографа. Достоинство метода – возможность исследования сигналов любой формы, недостаток – низкая точность (погрешность 5-10%).

Более точные результаты получаются при использовании *метода интерференционных фигур* (фигур Лиссажу). На один из входов осциллографа

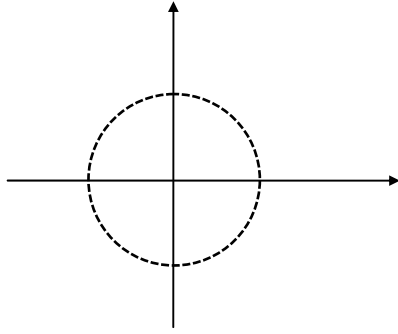


(X или Y) подают напряжение образцовой частоты, на другой вход – исследуемое напряжение. Кратность частот определяется по числу пересечений неподвижной фигурой (например, рис. 6.7) горизонтальной n_z и вертикальной n_e линий в соответствии с выражением

$$\frac{n_z}{n_e} = \frac{f_e}{f_z}. \quad (6.8)$$

Метод фигур Лиссажу применяется при относительно небольшой кратности частот (до 10).
Рис. 6.7

Метод круговой развертки предпочтительней при несколько больших значениях кратности сравниваемых частот. В этом случае два сдвинутых на 90° синусоидальных напряжения низкой образцовой частоты f_o подаются на входы X и Y осциллографа, формируя круговую развертку. Напряжение измеряемой частоты f_x подают на вход Z , модулирующий яркость луча осциллографа. На экране создается изображение окружности в виде штриховой линии



(рис. 6.8). число темных или светлых штрихов n равно кратности частот, т. е.

$$f_x = n f_o. \quad (6.9)$$

В двух последних случаях (метод интерференционных фигур и метод круговой развертки) погрешность измерения частоты определяется погрешностью задания f_o и может быть доведена до $10^{-4} \div 10^{-6}$.

б) Гетеродинальный метод (метод нулевых биений).

Заключается в сравнении частоты исследуемого сигнала с частотой перестраиваемого генератора (гетеродина). Схема измерителя приведена на рис. 6.9.

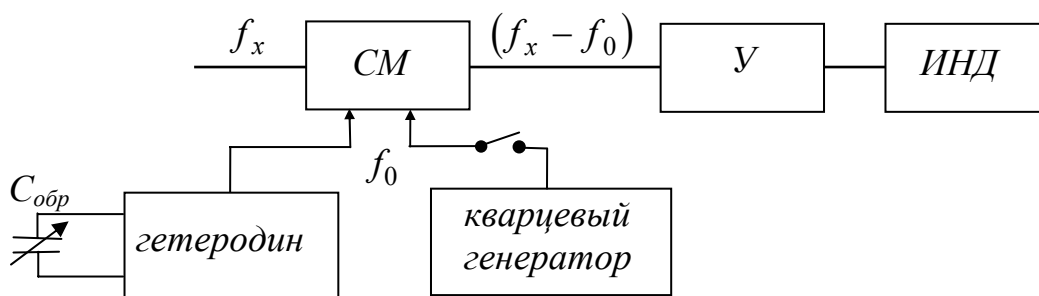


Рис. 6.9

На смеситель $СМ$ подается исследуемый сигнал f_x и сигнал гетеродина с f_o . Сигнал разностной частоты $F = f_x - f_o$ выделяется, усиливается усилителем $У$. В качестве индикатора ИНД используются телефоны, магнитоэлектрические приборы, электронно-оптические индикаторы, осциллографы и т. д. (или их комбинации). Регулируя f_o с помощью $C_{обр}$, сводят F к нулю (либо к какому-то фиксированному значению). Высоко-стабильный кварцевый генератор используется для калибровки (восстановления градуировки) шкалы относительно нестабильного генератора с плавной перестройкой.

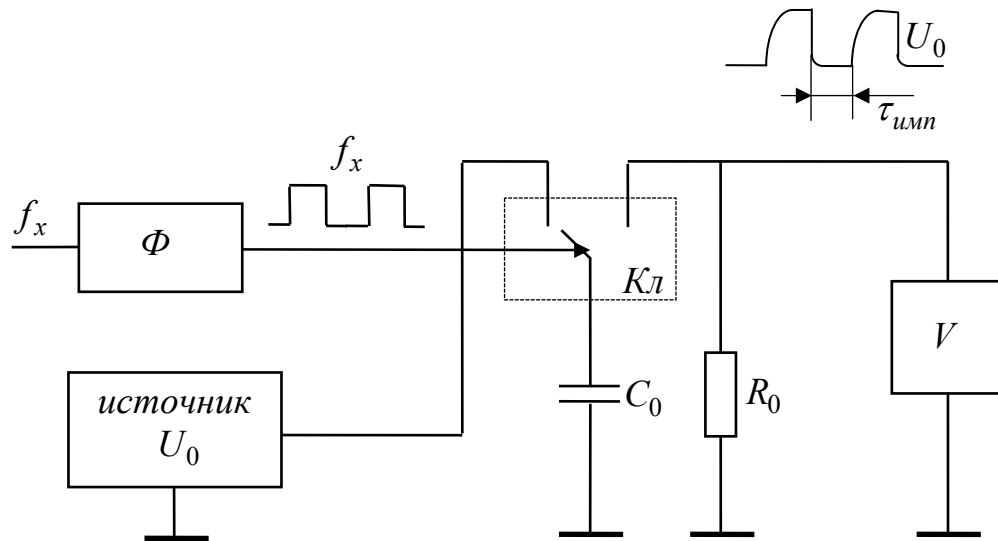
Диапазон измеряемых частот очень широк (сотни кГц÷десятки ГГц). Точность измерения высокая $5 \cdot 10^{-4} \div 5 \cdot 10^{-6}$.

6.2.2. Метод непосредственной оценки.

а) Для измерения в узком диапазоне частот (45÷55 Гц, 350÷550 Гц) до частот порядка 2÷3 кГц применяют **аналоговые электромеханические частотомеры**. Обычно используют электродинамические логометры. Классы точности таких приборов 1,5÷2,5.

б) **Аналоговые электронные частотомеры** применяются для измерений в более широком диапазоне частот (от 10 Гц до нескольких МГц). В основном используют преоб-

разование частоты в напряжение, которое затем измеряется магнитоэлектрическим прибором. Пример схемы такого частотомера приведен на рис. 6.10.



Формирователи Φ из входного сигнала формируют последовательность импульсов частотой f_x , управляющих переключателем K_l . Работа прибора основана на заряде емкости C_0 от источника образцового напряжения U_0 с последующим разрядом через сопротивление R_0 . На R_0 формируются импульсы с постоянной площадью, среднее значение которых

$$U_{cp} = \frac{U_0 \tau_{имп}}{T_x} = U_0 \cdot \tau_{имп} \cdot f_x$$

измеряется вольтметром V . Погрешность определяется в основном точностью и стабильностью C_0 , R_0 , U_0 , погрешностью вольтметра. Классы точности 0,5÷2,5.

в) Резонансные частотомеры.

Схема прибора приведена на рис. 6.11. Работа прибора основана на явлении резонанса в колебательном контуре.

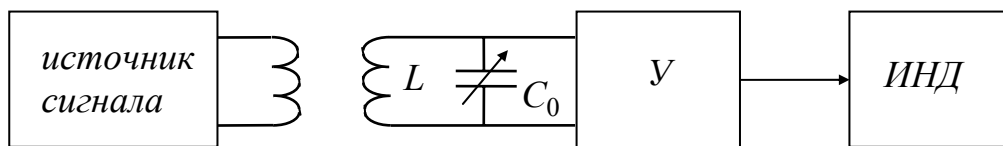


Рис. 6.11

Контур LC_0 связан с источником f_x и имеет точный градуированный механизм настройки в резонанс. Для измерения f_x необходимо по показаниям индикатора резонанса $ИНД$ настроить контур в резонанс

$$f_p = f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}. \quad (6.10)$$

При известной L конденсатор C_0 градуируется в значениях частоты.

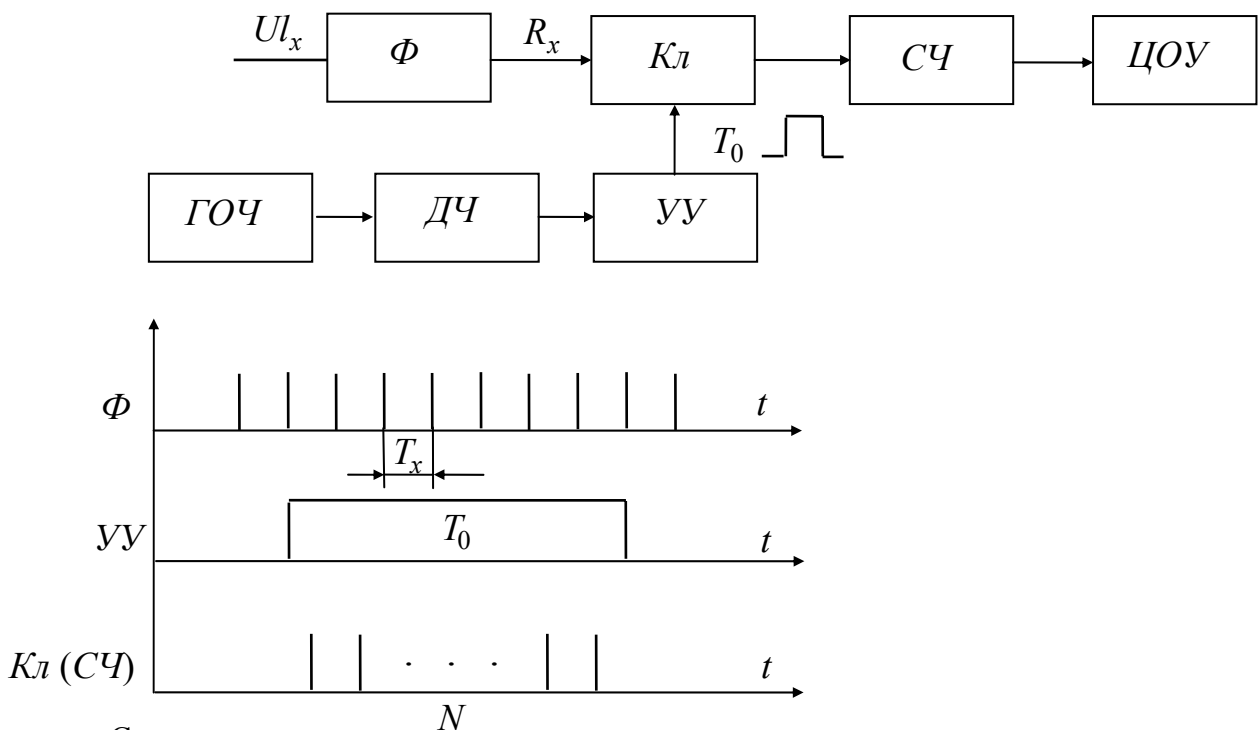
Метод в основном используется в диапазоне высоких и сверхвысоких частот (от МГц до десятков ГГц). Погрешность определяется добротностью контура, чувствительностью индикатора, точностью градуировки шкалы, температурой и влажностью окружающей среды. Классы точности частотомеров $0,05 \div 0,5$.

г) Цифровые частотомеры.

В настоящее время нашли наиболее широкое распространение. Основаны на том, что для измерения частоты f_x периодического сигнала достаточно сосчитать число его периодов за известный интервал времени T_0 . Результат измерения определяется соотношением

$$T_0 = NT_x, \quad f_x = \frac{N}{T_0}. \quad (6.11)$$

Схема цифрового частотомера представлена на рис. 6.12. Формирователь Φ из $U_{\text{вх}}$ формирует импульсы с частотой f_x . Устройство управления $УУ$ формирует из стабильных колебаний генератора образцовой частоты $ГОЧ$ с помощью делителя частоты $ДЧ$ строб-импульс длительностью T_0 , открывающий ключ $Кл$. За время T_0 на счетчик $Сч$ проходит N импульсов с периодом T_x . Обычно берут $T_0 = 10^{-K}$ с ($K = 0, 1, 2 \dots$), тогда $f_x = N \cdot 10^{-K}$ Гц. Значение множителя 10^{-K} учитывается положением запятой или включением соответствующей надписи (Гц, кГц, МГц и т. д.) на цифровом отсчетном устройстве $ЦОУ$.



Составляющие погрешности:

1) Погрешность δ_0 формирования образцового интервала времени T_0 определяется в основном нестабильностью $ГОЧ$. Может быть уменьшена (термостатированием $ГОЧ$) до $10^{-7} \div 10^{-9}$.

2) Погрешность дискретности

$$\delta_{\partial} = \pm \frac{1}{N} = \pm \frac{1}{f_x \cdot T_0}. \quad (6.12)$$

Погрешность уменьшается с увеличением времени измерения T_0 и частоты f_x . При измерении высоких частот погрешность мала и сравнима с δ_0 . Расширение рабочего диапазона в области СВЧ ограничивается достижимым быстродействием счетчика СЧ. Поэтому для работы на частотах свыше 500 МГц÷1 ГГц используют гетеродинное преобразование частоты.

С уменьшением f_x δ_{∂} увеличивается. Можно компенсировать это увеличением T_0 , но тогда уменьшается быстродействие и увеличивается методическая погрешность за счет изменения f_x во времени. Поэтому при измерении достаточно низких частот частоту определяют, измеряя длительность одного или нескольких периодов исследуемого сигнала с соответствующим пересчетом $f_x = \frac{1}{T_x}$. Обычно и первый (частотно-импульсный), и второй (время-импульсный) методы измерения частоты совмещены в одном приборе. Поэтому цифровые частомеры работают в широчайшем диапазоне частот 0,01 ГГц÷17 ГГц с погрешностью порядка $10^{-5} \div 10^{-8}$.

6.3. Измерение фазового сдвига сигналов

Фазовым сдвигом или, что то же самое, разностью фаз φ называется модуль разности аргументов двух гармонических сигналов одинаковой частоты:

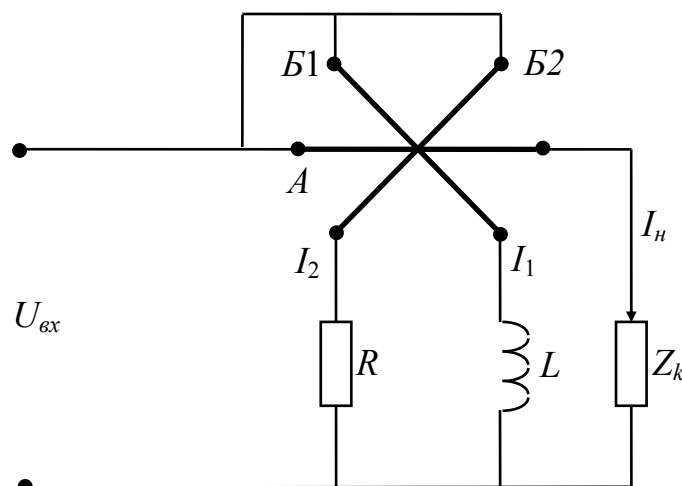
$$u_1(t) = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1),$$

$$u_2(t) = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2),$$

то есть $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ – величина постоянная и не зависит от момента отсчета. Для измерения разности фаз, в зависимости от диапазона частот входных сигналов и требуемой точности, применяются различные устройства и методы измерений.

6.3.1. Электромеханические фазометры.

В цепях промышленной частоты обычно измеряют фазовый сдвиг между напряжением и током нагрузки. С этой целью используются электродинамические логометрические фазометры. Схема такого фазометра представлена на рис. 6.13.



Ток нагрузки I_H пропускают через неподвижную катушку логометра. Подбором R и L добиваются, чтобы $I_1 = I_2$ и фазовый сдвиг между этими токами был равен углу между подвижными катушками B_1 и B_2 логометра. Тогда угол отклонения стрелки прибора α будет пропорционален фазовому сдвигу φ между током в нагрузке I_H и входным напряжением $U_{вх}$.

Выпускаются такие фазометры в виде переносных приборов с диапазоном измерений $0 \div 90^\circ$ или $0 \div 360^\circ$, или сразу показывающих $\cos \varphi = 0 \div 1$.

Классы точности приборов порядка $0,2 \div 0,5$.

6.3.2. Осциллографические методы измерения фазового сдвига.

а) Метод линейной развертки.

На экране осциллографа получают (последовательно во времени – для одноканального осциллографа и одновременно – для двухканального) изображение двух гармонических сигналов, фазовый сдвиг которых измеряется (рис. 6.14).

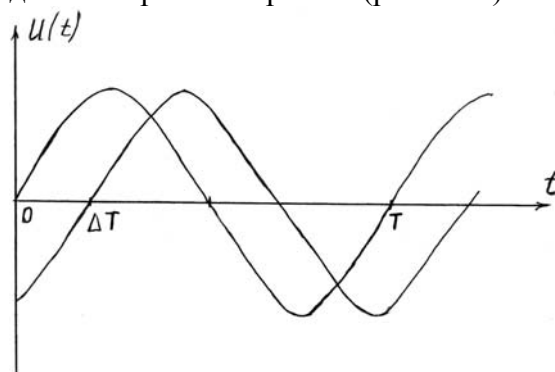


Рис. 6.14

Измеряются отрезки T и ΔT и определяется фазовый сдвиг

$$\varphi = (\Delta T / T) \cdot 360^\circ. \quad (6.13)$$

б) Метод эллипса.

Исследуемые сигналы подают на входы X и Y осциллографа (генератор развертки при этом не используется). При этом на экране осциллографа вырисовывается эллипс (рис. 6.15).

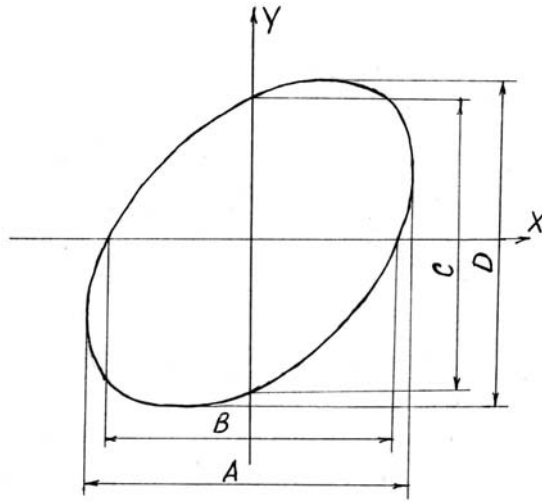


Рис. 6.15

В общем случае

$$\varphi = \pm \arcsin\left(\frac{B}{A}\right) = \pm \arcsin\left(\frac{C}{D}\right). \quad (6.14)$$

Метод эллипса не позволяет определить фазовый сдвиг однозначно. Когда оси эллипса совпадают с осями координат, фазовый сдвиг φ равен 90° или 270° . Если большая ось эллипса располагается в первом и третьем квадрантах, то фазовый сдвиг $0 \leq \varphi \leq 90^\circ$ или $270^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$; если во втором и четвертом квадрантах, то $90^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ или $180^\circ \leq \varphi \leq 270^\circ$. Для устранения неоднозначности нужно ввести дополнительный сдвиг 90° и по изменению вида осциллограммы легко определить действительный фазовый сдвиг. Например, получили φ равным 30 или 330° . Ввели дополнительно $+90^\circ$. Если осциллограмма осталась в прежних квадрантах, то $\varphi = 330^\circ$, если переместилась во второй и четвертый квадранты, то $\varphi = 30^\circ$.

Точность осциллографических методов невелика. Погрешность измерения определяется в основном погрешностями определения отрезков длины (T и ΔT , A , B , C , D), инструментальными погрешностями – за счет нелинейности развертки, наличия собственных фазовых сдвигов каналов осциллографа, методическими погрешностями – за счет наличия в сигналах высших гармоник (что приводит к смещению моментов перехода изображений сигналов через ноль).

В целом погрешность измерения лежит в пределах 5-10%.

При относительно малых инструментальных погрешностях (что чаще всего бывает на практике), решающее значение в погрешности измерения фазового сдвига осциллографическими методами имеет погрешность определения отрезков длины на экране осциллографа, определяемая согласно выражению (5.9). Погрешность измерения φ в данном случае определяется по правилам нахождения погрешности косвенного измерения с учетом (5.9):

– для метода линейной развертки:

$$\Delta\varphi = \varphi \cdot \sqrt{\delta_{виз\Delta T}^2 + \delta_{визT}^2} = \varphi \sqrt{\left(\frac{0,4q}{\Delta T}\right)^2 + \left(\frac{0,4q}{T}\right)^2}, \quad (6.15)$$

– для метода эллипса:

$$\Delta\varphi = \operatorname{tg}\varphi \sqrt{\left(\frac{0,4q}{A}\right)^2 + \left(\frac{0,4q}{B}\right)^2} = \operatorname{tg}\varphi \sqrt{\left(\frac{0,4q}{C}\right)^2 + \left(\frac{0,4q}{D}\right)^2}. \quad (6.16)$$

Видно, что погрешность измерения фазового сдвига методом эллипса при φ близких к 90° и 270° велика, и измерение таких углов желательно производить методом линейной развертки. С другой стороны, метод эллипса точнее метода линейной развертки при измерении малых (или близких к 180°) углов фазового сдвига.

6.3.3. Фазометры с преобразованием разности фаз в напряжение.

На рис. 6.16 представлена структурная схема и эюры напряжений одного из вариантов построения такого фазометра.

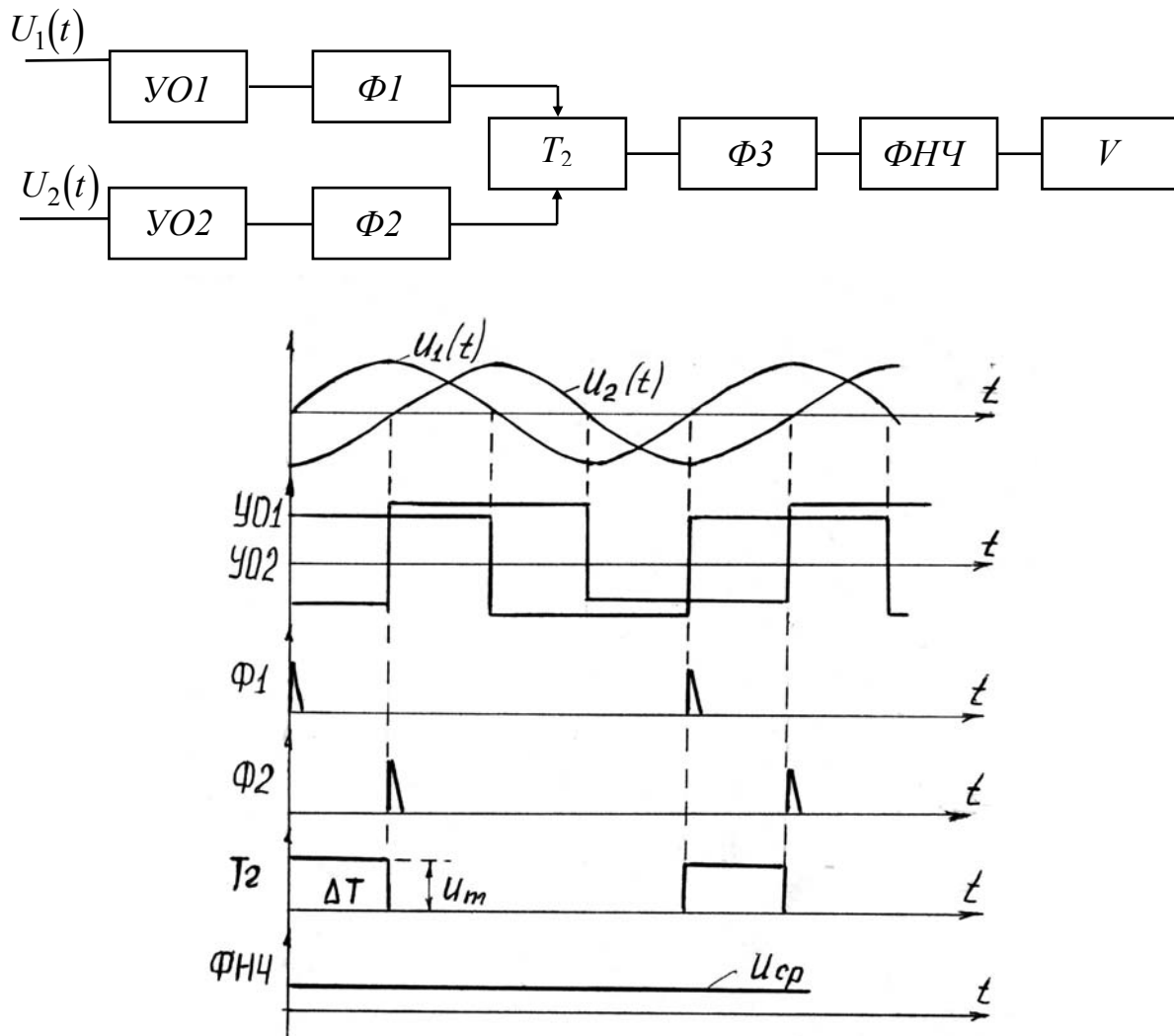


Рис. 6.16

Усилители – ограничители превращают входные синусоидальные сигналы в прямоугольные (меандры). Формирователи Φ_1 и Φ_2 получают последовательности коротких

импульсов, совпадающих во времени с моментами перехода входных напряжений через нуль с одинаковой, например, положительной производной. На выходе триггера создаются импульсы длительностью ΔT , характеризующей величину измеряемого фазового сдвига. Формирователь Φ_3 стабилизирует размах U_m этого импульсного напряжения. Фильтр нижних частот $\Phi НЧ$ выделяет среднее значение напряжения, которое измеряется вольтметром. При этом может быть использован как аналоговый, так и цифровой вольтметр.

Постоянная составляющая импульсной последовательности:

$$U_{cp} = \frac{U_m \cdot \Delta T}{T} = \frac{U_m}{360^\circ} \cdot \varphi. \quad (6.17)$$

Выбирая соответствующее значение постоянного коэффициента $U_m/360^\circ$, можно обеспечить требуемую разрешающую способность отсчета фазового сдвига. Основными составляющими погрешности таких фазометров являются погрешности преобразования φ в интервал времени ΔT и затем в постоянное напряжение U_{cp} (погрешности определения моментов переходов входных сигналов через нуль, нестабильность U_m , погрешности вольтметра и т. д.).

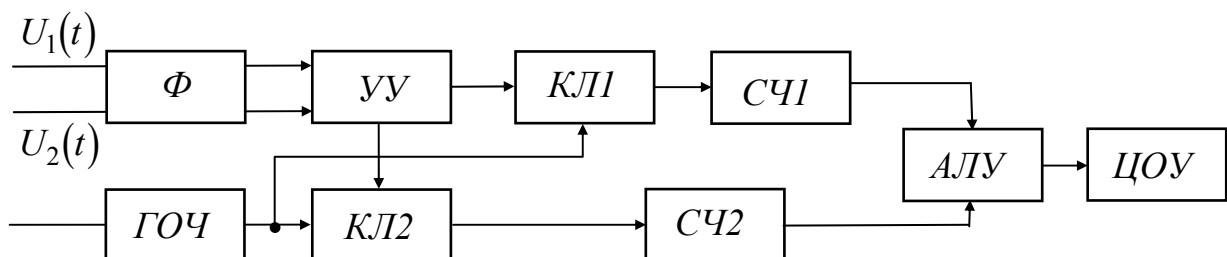
Следует отметить большое разнообразие схем фазовых детекторов – схем преобразования фазового сдвига в напряжение (различные варианты логических схем – с перекрытием, с двухполупериодным выпрямлением и т. д., а также фазовые детекторы на основе аналоговых перемножителей). Конкретные схемы детекторов выбираются в зависимости от диапазона частот входных сигналов и требуемой точности измерений. Работают фазометры с преобразованием разности фаз в напряжение в частотном диапазоне от единиц герц до единиц гигагерц. Погрешности порядка от $0,1^\circ$ до нескольких градусов в зависимости от диапазона частот входных сигналов и применяемых схемных решений отдельных узлов фазометра.

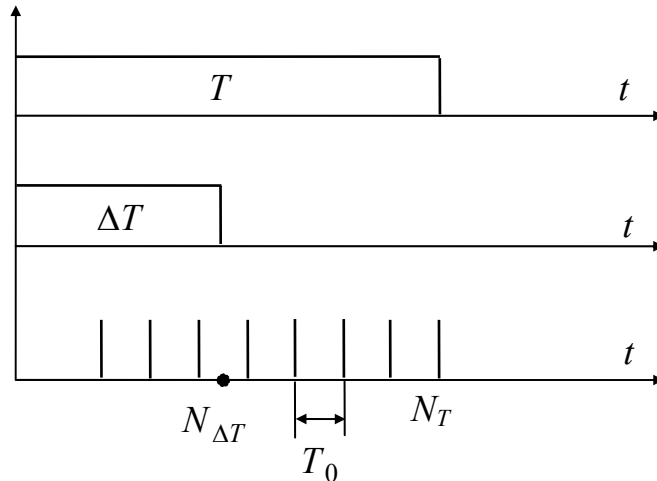
6.3.4. Фазометры с время-импульсным преобразованием.

Этот метод нашел широкое распространение, т. к. позволяет несколько уменьшить погрешность измерения по сравнению с рассмотренными ранее видами фазовых измерений. При этом различают:

а) **Фазометры с измерением за один период** (фазометры мгновенных значений фазового сдвига).

На рис. 6.17 приведена структурная схема и эпюры напряжений такого фазометра.





Формирователь Φ и устройство управления УУ из входных сигналов создают последовательность импульсов с длительностью ΔT и T . Ключ $КЛ1$ открывается на время T , а ключ $КЛ2$ – на время ΔT , пропуская на счетчики $СЧ1$ и $СЧ2$ импульсы с частотой f_0 с генератора образцовой частоты $ГОЧ$. Счетчик $СЧ1$ осуществляет подсчет числа счетных импульсов N_T , соответствующего периоду T , а счетчик $СЧ2$ – числа счетных импульсов $N_{\Delta T}$, соответствующего длительности ΔT . В арифметико-логическом устройстве АЛУ осуществляется вычисление величины фазового сдвига

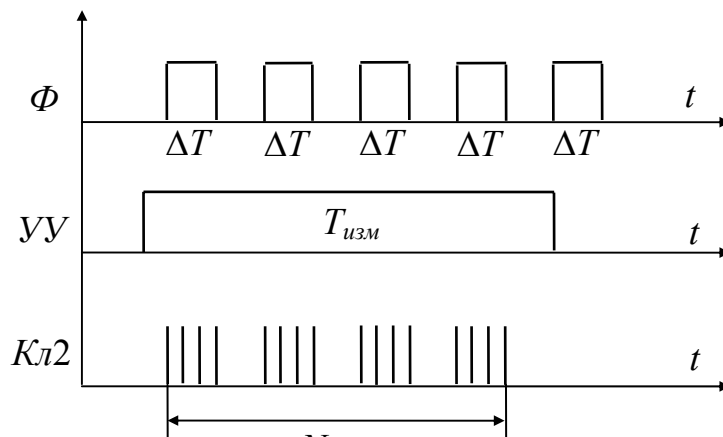
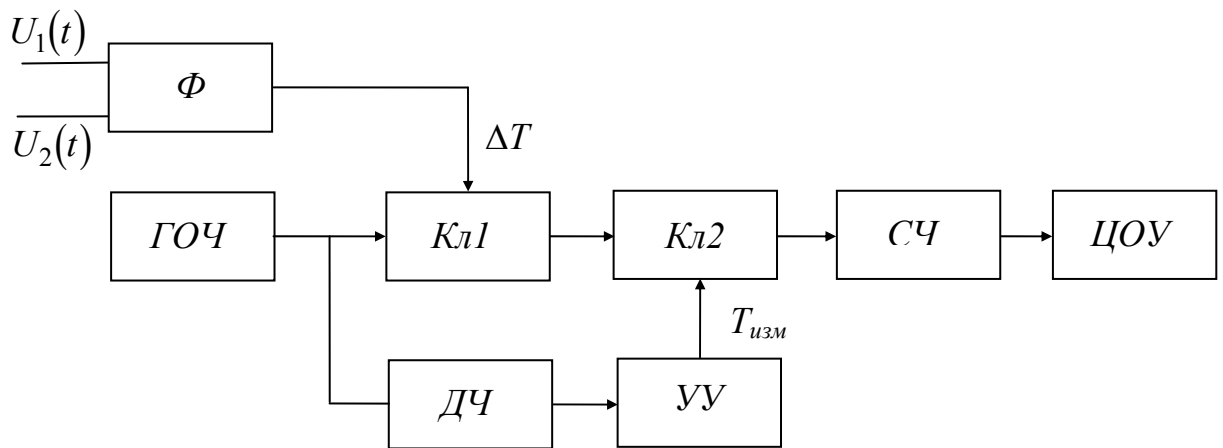
$$\varphi = \left(\frac{N_{\Delta T}}{N_T} \right) \cdot 360^\circ, \quad (6.18)$$

которое отображается в цифровом отсчетном устройстве ЦОУ. Погрешность такого фазометра обусловлена в основном погрешностями формирования временных интервалов ΔT и T , нестабильностью $ГОЧ$, а также погрешностями дискретности кодирования интервалов T и ΔT – $\delta_{\partial T}$ и $\delta_{\partial \Delta T}$. Погрешность дискретности кодирования интервала ΔT :

$$\delta_{\partial \Delta T} = \pm \frac{1}{N_{\Delta T}} = \frac{1}{f_0 \cdot \Delta T} = \frac{360^\circ}{f_0 \cdot T \cdot \varphi} = \frac{360^\circ \cdot f}{\varphi \cdot f_0}, \quad (6.19)$$

где f – частота входных сигналов. Отсюда видно, что с ростом f погрешность дискретности увеличивается и для ее уменьшения необходимо увеличивать частоту $ГОЧ$. Недостатки такого фазометра: относительно узкий диапазон входных частот и большая погрешность измерения при наличии случайных помех и наводок в сигнале.

б) **Фазометры с постоянным временем измерения** (фазометры с усреднением).
Схема фазометра и эпюры напряжений приведены на рис. 6.18.



Формирователь Φ формирует импульсы длительностью ΔT , пропорциональной измеряемому фазовому сдвигу. Ключ $KЛ1$ открывается на время ΔT и пропускает N счетных импульсов частотой f_0 с генератора образцовых частот $ГОЧ$. Ключ $KЛ2$ открыт на длительное время измерения $T_{изм}$, формируемое устройством управления $УУ$ с помощью делителя частоты $ДЧ$ из импульсов высокостабильного $ГОЧ$. При этом время $T_{изм}$ для постоянной частоты входного сигнала обычно выбирается кратным периоду входных сигналов, т. е. $T_{изм} = m \cdot T$. Тогда счетчик за время $T_{изм}$ подсчитает число импульсов:

$$N_{изм} = m \cdot N = m \cdot \Delta T \cdot f_0 = \frac{T_{изм} \cdot f_0 \cdot \Delta T}{T} = \frac{T_{изм}}{T_0} \cdot \frac{\Delta T}{T} = \frac{n}{360^\circ} \cdot \varphi, \quad (6.20)$$

где n – коэффициент деления делителя частоты. Случайная погрешность здесь уменьшается за счет усреднения результата измерения. Источники погрешности в основном те же, что и для предыдущей схемы. Недостаток фазометра – большое время измерения, зависящее от частоты исследуемого сигнала и необходимой точности измерений. Диапазон рабочих частот – от долей герца до единиц мегагерц, погрешности порядка $0,01 \div 0,1^\circ$.

6.3.5. Компенсационные фазометры (метод сравнения, фазометры уравнивающего преобразования).

Метод основан на сравнении измеряемой разности фаз с образцовой, воспроизводимой фазовращателем.

Сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$ поступают на установочный φ_y и измерительный $\varphi_{обр}$ фазовращатель, а затем подводятся к индикатору ИИД разности фаз (рис. 6.19).

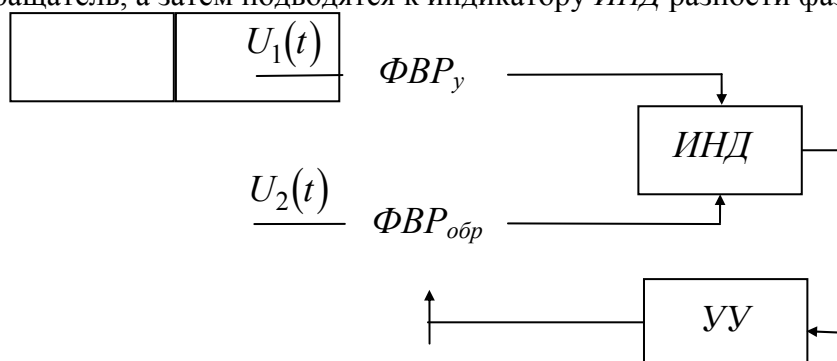


Рис. 6.19

Индикатор позволяет фиксировать точно некоторое значение разности фаз (например, $\varphi = 0$ или $\varphi = 90^\circ$). Измерительный фазовращатель может быть проградуирован в значениях φ .

При измерениях сначала калибруют фазометр с целью устранения собственных фазовых сдвигов обоих каналов прибора, для чего подают на оба входа одно и то же напряжение. Измерительный фазовращатель при этом устанавливается на ноль, а установочным устанавливают индикатор в требуемое состояние (либо $\varphi = 0$, либо $\varphi = 90^\circ$). После этого производят непосредственно измерение. Подают на фазометр оба сигнала и, регулируя измерительный фазовращатель, добиваются отсчетного состояния индикатора. Данный процесс может осуществляться как вручную, так и автоматически с помощью устройства управления УУ. Результат измерения считывается с измерительного фазовращателя. Погрешность измерения определяется в основном неточностью градуировки образцового фазовращателя и разрешающей способностью индикатора.

В качестве индикатора могут использоваться осциллографы или фазовые детекторы различных типов (на перемножителях, суммо-разностные, на схемах совпадений и т. д.) с вольтметром.

Фазовращатели также имеют множество схемных решений – на RC -цепочках, отрезках кабеля и др. Особое развитие получили быстродействующие высокоточные цифровые фазовращатели на управляемых делителях частоты, системах фазовой автоподстройки частоты, позволяющие создавать цифровые приборы, обеспечивающие высокую точность компенсационных фазометров. Точность измерений порядка $0,01 \div 0,1^\circ$. Диапазон частот – от инфранизких частот до единиц мегагерц.

Следует в завершении главы отметить, что частотный диапазон всех рассмотренных видов фазометров может быть расширен с помощью преобразования частоты, в том числе и стробоскопического. В этом случае возможно измерение фазовых сдвигов сигналов в диапазоне до десятков ГГц. Разрешающую способность фазометров повышают с помощью умножения частоты, при котором происходит соответствующее умножение измеряемого фазового сдвига.

7. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ И АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

7.1. Измерение параметров цепей

В данном разделе рассматривается измерение сосредоточенных параметров цепей, к которым относятся *активное сопротивление* резисторов, *индуктивность и взаимная индуктивность катушек*, *емкость конденсаторов*, *добротность катушек и потери в конденсаторах*, а так же *паразитных параметров перечисленных элементов*. При измерении следует учитывать все паразитные параметры, присущие этим элементам, влияние которых на измерение тем больше, чем выше рабочая (измеряемая) частота сигнала. Параметрами катушки являются собственная индуктивность L , сопротивление потерь r_L и собственная емкость C_L (рис. 7.1,а). Сопротивление потерь

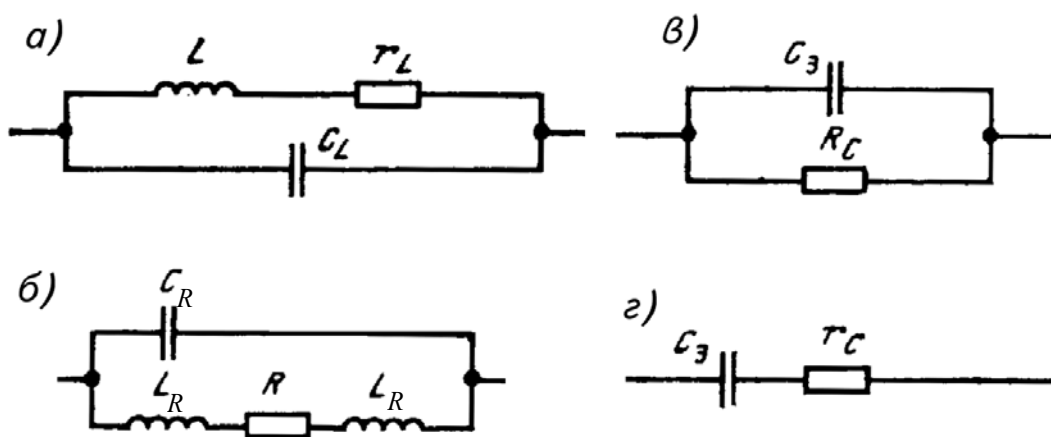


Рис. 7.1

обуславливается омическим сопротивлением, потерями в экране, сердечниках. Собственная ёмкость определяется межвитковой ёмкостью, ёмкостью экрана и т.п. Паразитными параметрами резисторов являются индуктивность выводов L_R и ёмкость C_R в эквивалентной схеме (рис 7.1,б). Само активное сопротивление пленочных резисторов очень мало зависит от частоты в широком диапазоне. Эквивалентная схема конденсаторов (рис.7.1,в,г) может быть представлена как параллельной, так и последовательной схемами замещения.

Конденсаторы также характеризуют добротностью $Q_c = \frac{1}{r_c \omega C}$ или тангенсом

угла потерь $tg \delta = \frac{1}{Q_c}$.

Для измерения параметров цепей применяются следующие основные методы: **метод непосредственной оценки, косвенный метод, метод сравнения с мерой, резонансный, генераторный, метод дискретного счета.**

В методе непосредственной оценки величину параметра измеряемого элемента показывает непосредственно измерительный прибор. Наиболее часто метод используется в омметрах с параллельным (рис. 7.2,а) и последовательным (рис. 7.2,б) соединением измеряемого резистора с магнитоэлектрическим прибором, проградуированного в единицах сопротивления

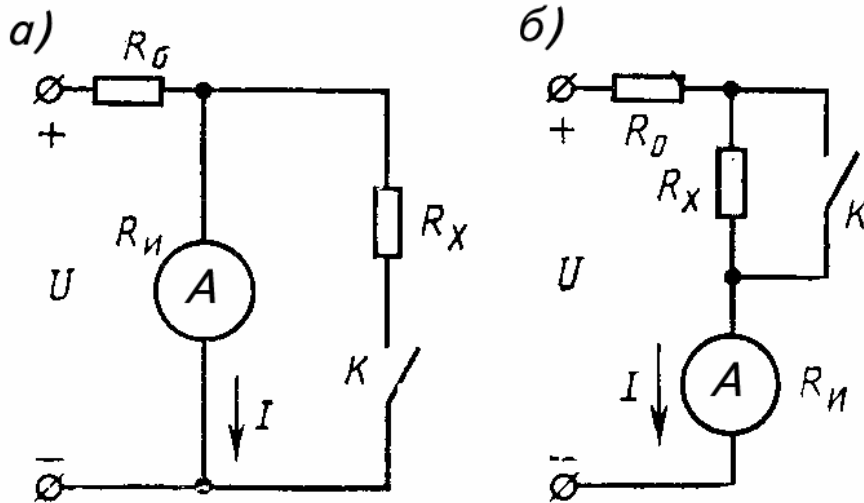


Рис. 7.2

Схема рис. 7.2,а используется для малых, а схема рис. 7.2,б для больших значений сопротивлений. Перед измерением необходимо с помощью резистора R_0 произвести калибровку измерительного прибора A .

Косвенный метод используется для измерения, как активных сопротивлений, так и для индуктивности и ёмкости с той лишь разницей, что измерение индуктивности и ёмкости производится только на переменном токе, чаще всего на промышленной частоте. Для измерения используется две схемы: для малых сопротивлений используется схема рис. 7.3,а, а для больших сопротивлений – схема, рис. 7.3,б.

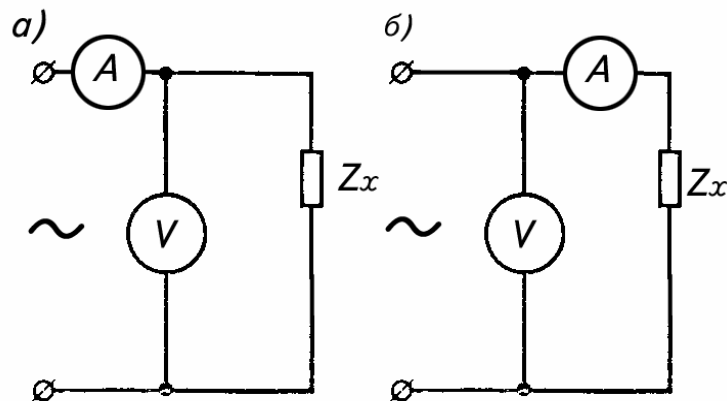


Рис. 7.3

И в том и в другом случаях модуль измеряемого сопротивления Z определяется косвенным способом по показаниям измерительных приборов

$$|Z_x| = \frac{U}{I}.$$

Учитывая, что для ёмкости $|Z_x| = \frac{1}{\omega C}$, для индуктивности $|Z_x| = \omega L$, нетрудно определить искомые значения при известной частоте входного сигнала. Относительная погрешность определяется классом точности измерительных приборов и дополнительной методической погрешностью, обусловленной влиянием сопротивлений измерительных приборов на результат измерения. Несмотря на низкую точность, метод целесообразно использовать при измерении на частотах до сотен килогерц, когда паразитными параметрами можно пренебречь.

Метод сравнения с мерой используется в мостовых схемах на постоянном токе для измерения активных сопротивлений и на переменном для измерения параметров индуктивностей и емкостей. Схема моста представлена на рисунке 7.4, где одно из сопротивлений является переменным образцовым

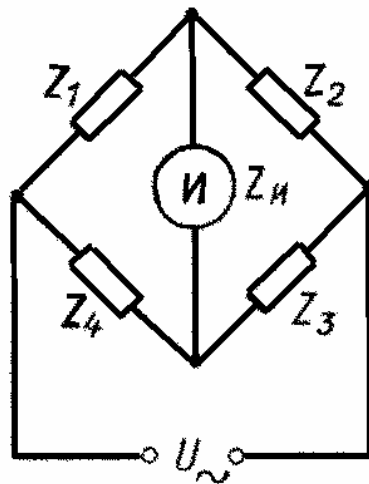


Рис. 7.4

(мерой), одно измеряемым, а два других постоянные, тоже образцовые, активные сопротивления. Измерение производится установлением равновесия моста с помощью меры до получения нулевых показаний индикатора И. Условие равновесия легко может быть выведено с использованием законов электротехники $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$. Учитывая, что комплексные сопротивления могут быть представлены в виде $Z = |Z| e^{j\varphi}$, получим полное условие равновесия

$$|Z_3| e^{j\varphi_3} |Z_3| e^{j\varphi_3} = |Z_2| e^{j\varphi_2} |Z_4| e^{j\varphi_4}, \quad (7.1)$$

где φ — фазовые сдвиги между током и напряжением в соответствующих плечах,

$|Z|$ – модули полных сопротивлений плеч.

Равенство (7.1) распадается на два условия равновесия:

$$|Z_1| |Z_3| = |Z_2| |Z_4|, \quad (7.2)$$

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4.$$

Отсюда следует, что мост переменного тока можно уравновесить регулировкой не менее двух взаимно-независимых элементов с переменными параметрами, т.е. нужно добиваться равновесия по модулям и фазам отдельно способом последовательного приближения. Фазовое условие равновесия моста переменного тока определяет возможность построения схемы моста. Если в одних противолежащих плечах моста включены резисторы, то в других плечах должны находиться соответственно катушка индуктивности и конденсатор. И наоборот, если резисторы включены в смежных плечах, то в других смежных плечах должны быть включены одноименные реактивности: индуктивные или ёмкостные. Учитывая вышесказанное, схемы для измерения индуктивностей и ёмкостей могут быть построены, как показано на рис. 7.5.

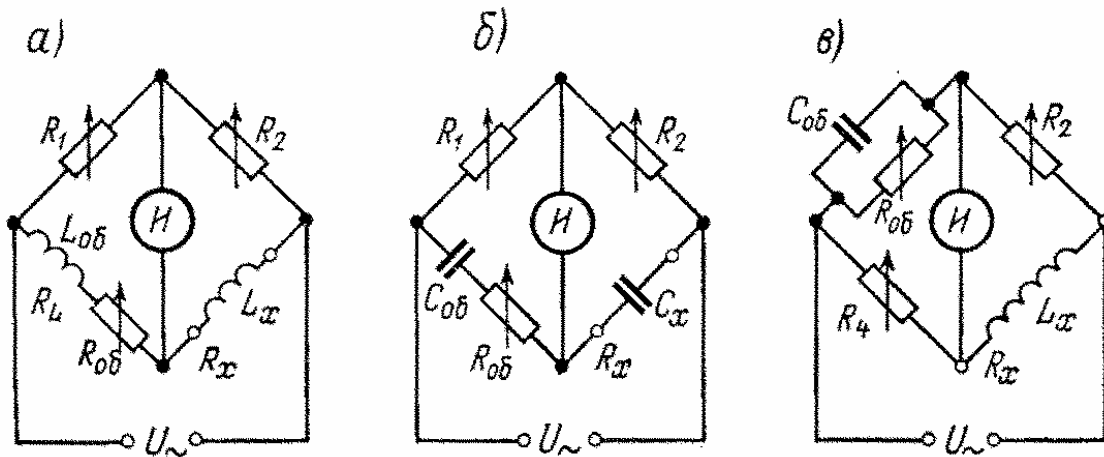


Рис. 7.5

Для рис 7.5,а измеряемые индуктивность и сопротивление потерь катушки определяются

$$L_x = \frac{R_2}{R_1} L_{0б}, \quad R_x = \frac{R_2}{R_1} (R_{0б} + R_L).$$

Для рис. 7.5,б измеряемая ёмкость конденсатора и сопротивление потерь определяются

$$C_x = \frac{R_1}{R_2} C_{0б}, \quad R_x = \frac{R_2}{R_1} R_{0б}.$$

И, наконец, для схемы рис. 7.5, в индуктивность катушки и её активное сопротивление могут быть определены

$$L_x = R_2 R_4 C_{об}, \quad R_x = \frac{R_2 R_4}{R_{об}}.$$

Измерение индуктивностей и ёмкостей мостовыми методами может быть произведено с точностью до 0,1% на частотах порядка 1000 Гц.

Резонансный метод измерения заключается в определении собственной резонансной частоты колебательного контура, составленного из образцового и измеряемого элементов. Значение измеряемого параметра вычисляется из формулы

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (7.3)$$

Резонансный метод применяется на высоких частотах для измерения индуктивности, емкости и сопротивления потерь в них. Основным преимуществом метода является то, что измерение можно производить на рабочих частотах.

Индуктивность наиболее удобно измерять, включая катушку в последовательный колебательный контур, как показано на рис. 7.6, где Γ – генератор

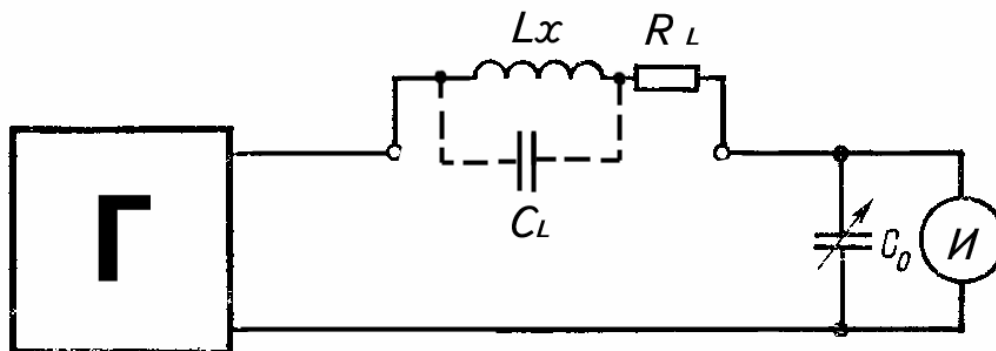


Рис. 7.6

высокой частоты, имеющий малое (по сравнению с потерями в контуре) выходное сопротивление. Считывая значение частоты и образцовой ёмкости по соответствующим шкалам при настройке контура в резонанс по индикатору I , определяют значение индуктивности по формуле, учитывающей собственную ёмкость катушки индуктивности

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 (C_{обп} + C_L)}. \quad (7.4)$$

Наряду с косвенным измерением индуктивности по формуле 7.4 резонансным методом можно производить измерение *способом непосредственного* отсчета, если образцовый *конденсатор отградуировать* в значениях индуктивности *на некоторой фиксированной частоте* генератора.

Измерение емкости резонансным методом наиболее удобно производить способом замещения. При этом способе устраняется влияние на измерение собственной ёмкости катушки и входной ёмкости индикатора. Измерение производят в два приёма. Сначала настраивают контур в резонанс изменением частоты генератора при некотором значении образцовой ёмкости, заблаговременно превышающей значение измеряемой ёмкости. Затем параллельно образцовому конденсатору подключают измеряемую ёмкость и, уменьшая значение образцовой емкости, вновь добиваются резонанса на той же частоте. Неизвестная ёмкость определится

$$C_x = C_{об1} - C_{об2}.$$

В случае если измеряемая емкость больше максимального значения образцовой емкости, ее включают последовательно в контур. Полученное при этом второе значение образцовой емкости позволяет вычислить измеряемую ёмкость

$$C_x = \frac{C_{об1}C_{об2}}{C_{об2} - C_{об1}}.$$

При этом следует учесть, что измерение производят на такой частоте, при которой резонанс с подключенной неизвестной ёмкостью будет при значении $C_{об1}$ вблизи её максимального значения.

Точность измерения индуктивности и ёмкости резонансным методом определяется, в основном, точностью градуировки шкал генератора и образцового конденсатора, верньерными устройствами, и составляет 1-1,5%. Кроме этого на точность измерения оказывает влияние точность настройки в резонанс, определяемая добротностью контура, и может быть значительно уменьшена, если определять настройку в резонанс, так называемым, методом «вилки», когда значение резонансной частоты или ёмкости определяют как полусумму двух значений, полученных на одном уровне индикатора по разным сторонам резонансной кривой.

Измерение добротности контура резонансным методом основано на известном из теории цепей определении добротности контура как отношении напряжения на реактивном элементе в момент резонанса к величине э.д.с., вводимой в контур. Значит, определяя значение э.д.с. U_0 по индикатору I_1 (рис. 7.7) и напряжение U_p по индикатору I_2 при настройке контура в резонанс, можно определить добротность контура.

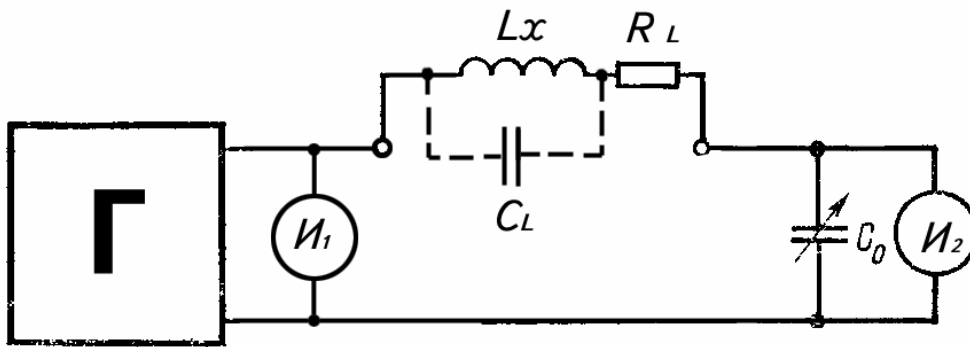


Рис. 7.7

Для непосредственного определения добротности индикатор I_2 градуируют непосредственно в значениях добротности при некотором фиксированном значении э.д.с. U_0 , вводимом в контур.

Точность измерения добротности этим методом зависит от множества факторов (точность настройки в резонанс, точность индикаторов, влияние входного сопротивления индикаторов, влияние магнитного поля катушки и пр.) и составляет не хуже 6-8%.

Генераторный метод, являющийся разновидностью резонансного, основан на изменении частоты генератора при включении в измерительный контур измеряемых ёмкости или индуктивности. На рис. 7.8 показана структурная схема прибора, в котором реализован генераторный метод.

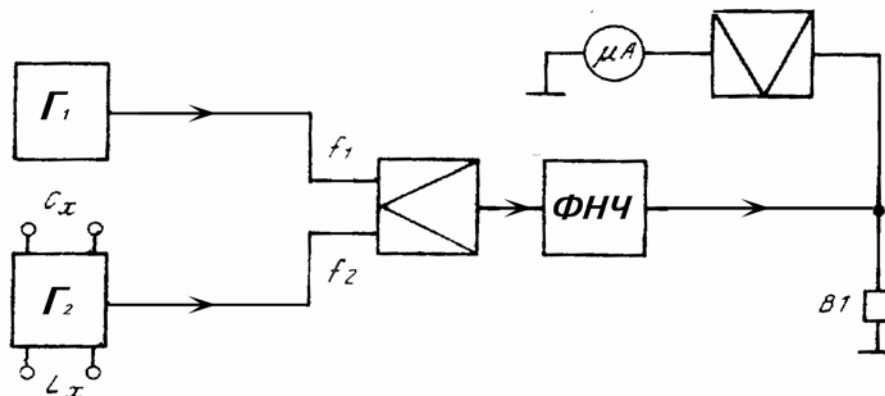


Рис. 7.8

Схема имеет два идентичных генератора Γ_1 и Γ_2 . В контур первого из них включены образцовые конденсаторы переменной ёмкости, в контур второго генератора последовательно с катушкой индуктивности, изменяемой дискретно в зависимости от выбранного предела измерения, включают измеряемую катушку L_x . Если же измеряется ёмкость то зажимы L_x закорачивают, а измеряемый конденсатор включают параллельно контуру генератора Γ_2 (зажимы C_x).

До включения измеряемых индуктивности и ёмкости оба генератора настраивают на одинаковую частоту по нулевым биениям, для чего предусмотрены смеситель и фильтр нижних частот $\Phi НЧ$. Нулевые биения фиксируются либо по телефонам, либо по индикаторам, на которые поступает сигнал нулевых биений, проходя через детектор. После подключения измеряемого элемента в контур Γ_2 частота его изменяется и разностная частота с выхода смесителя не проходит через $\Phi НЧ$. Перестраивая частоту первого генератора образцовым конденсатором, вновь добиваются равенства частот генераторов. Изменение ёмкости образцового конденсатора однозначно определяет измеряемые индуктивность или ёмкость. Примечательным является то, что **как при измерении ёмкости, так и при измерении индуктивности градуировка сохраняется** и имеет линейный закон. Это позволяет с высокой точностью производить измерение индуктивности в пределах от 100 нГн до 1 мГн и ёмкости в пределах от 10 пФ до 10 нФ с точностью не хуже 1-1,5%.

Метод дискретного счета заключается в аналоговом преобразовании измеряемого параметра во временной интервал и последующим его измерением цифровым способом.

Для измерения активных сопротивлений и ёмкостей преобразование осуществляется на основании аperiодического разряда конденсатора. Принцип действия преобразователя основан на определении постоянной времени $\tau = RC$ цепи разряда конденсатора через активное сопротивление. В качестве образцового элемента выбирают либо резистор, либо конденсатор.

Структурная схема электронно-счетного измерителя ёмкости (рис. 7.9) состоит из двух частей: измерительного преобразователя и измерителя временного интервала.

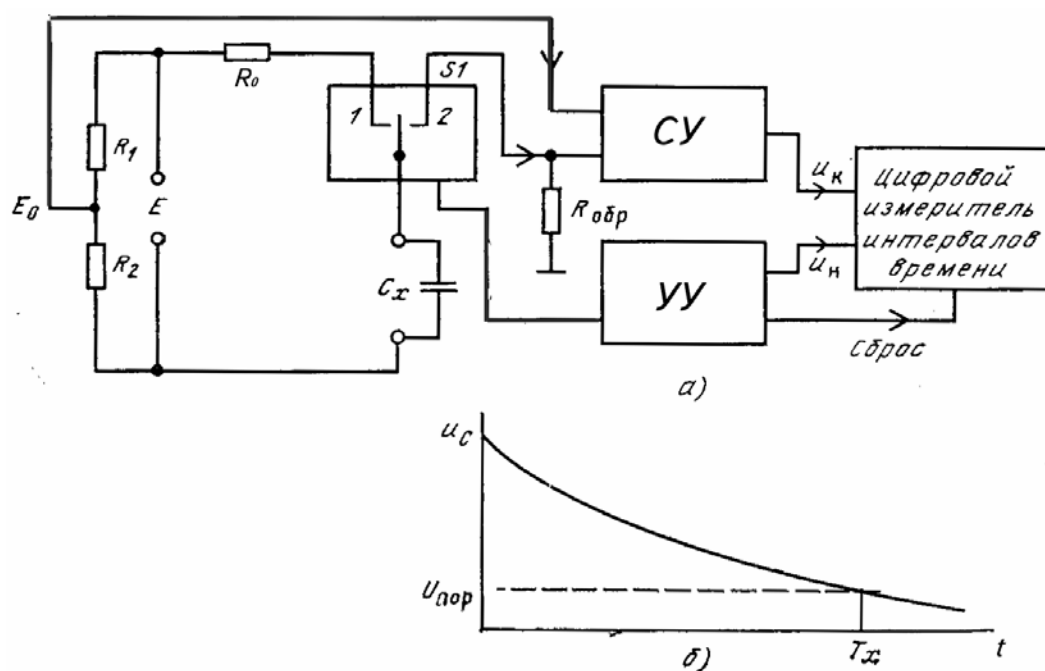


Рис. 7.9

В исходном состоянии ключ S_I находится в положении 1, а конденсатор C_x заряжен до стабилизированного напряжения E . Начало измерений задаётся управляющим устройством, сигналом которого ключ переводится в положение 2, и начинается разряд конденсатора через резистор $R_{обр}$ по экспоненциальному закону

$$U_C = \exp\left(-\frac{t}{R_{обр}C_x}\right).$$

Это напряжение поступает на вход сравнивающего устройства, на другой вход которого поступает опорное напряжение $E_0 = \frac{E}{e}$, где $e = 2,7172...$

В момент равенства напряжений сравнивающее устройство вырабатывает импульс, отстоящий от начала разряда конденсатора на интервал времени $T_x = R_{обр}C_x$. Таким образом, измерение ёмкости сводится к измерению временного интервала, заданного началом разряда конденсатора с управляющего устройства, и интервальным импульсом устройства сравнения. Одновременно с начальным импульсом управляющее устройство вырабатывает импульс сброса, устанавливающий в нуль показания цифрового измерителя временных интервалов.

Погрешность измерения ёмкости содержит следующие составляющие: нестабильность порога срабатывания сравнивающего устройства, погрешность образцового сопротивления, погрешность цифрового измерителя. На практике суммарная погрешность составляет примерно 1% от предела измерений ± 1 (единица) младшего разряда счета. Величина измеряемых ёмкостей находятся в пределах 100 пФ – 100 мкФ. Прибор может быть использован также для измерения активных сопротивлений. Для этого стоит лишь вместо C_x установить конденсатор образцовой ёмкости, а измеряемый резистор включить вместо $R_{обр}$.

7.2 Измерение амплитудно-частотных характеристик

При контроле технического состояния радиоаппаратуры важное место занимает измерение амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) различных её узлов, которая определяется зависимостью модуля коэффициента передачи от частоты сигнала. Модуль коэффициента передачи определяется как отношение мощности или напряжения на выходе четырёхполюсника к мощности или напряжению на его входе. Кривую изменения модуля коэффициента передачи четырёхполюсника от частоты называют амплитудно-частотной характеристикой. Приборы для исследования амплитудно-частотных характеристик радиосхем и устройств называют измерителями АЧХ.

Структурная схема простейшего измерителя АЧХ приведена на рис.7.10, а.

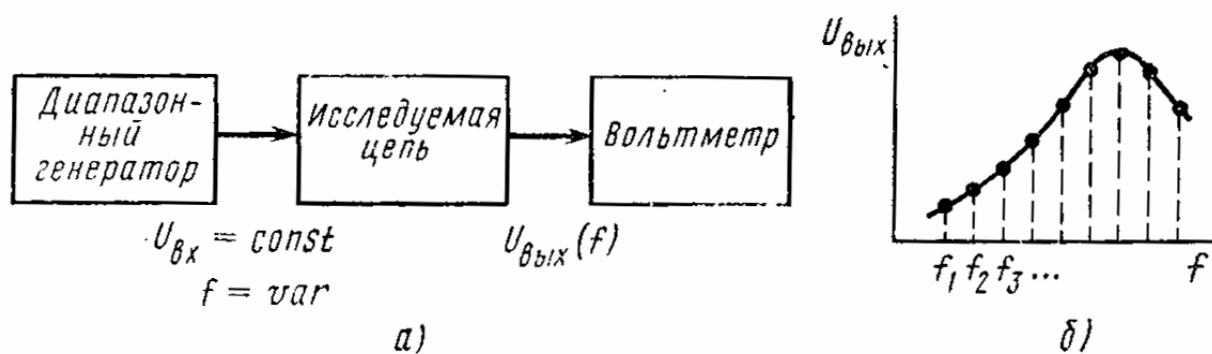


Рис.7.10

Диапазонный генератор синусоидальных колебаний перестраивают в заданном диапазоне частот. АЧХ или зависимость амплитуды напряжения на выходе исследуемой цепи от частоты при постоянной амплитуде сигнала на входе снимают по точкам при последовательной настройке на фиксированные частоты в диапазоне. По результатам измерений строят исследуемую кривую (рис.7.10,б). Описанный способ снятия АЧХ трудоёмок и не нагляден, особенно при настройке элементов и устройств, когда после каждого изменения схемы всю процедуру снятия АЧХ приходится повторять. Поэтому на практике используются, в основном, панорамные автоматизированные измерители АЧХ, построенные на основе генератора с качающейся частотой и электронно-лучевого индикатора. Структурная схема панорамного измерителя АЧХ представлена на рис. 7.11.

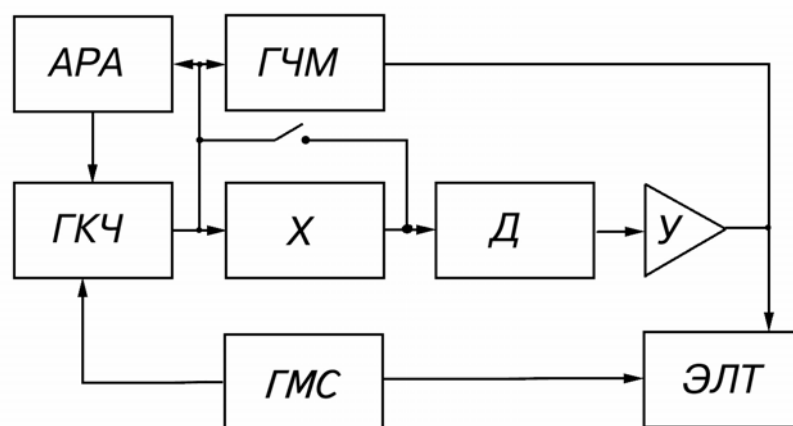


Рис. 7.11

Основой прибора является генератор качающейся частоты *ГКЧ*, охваченной петлей стабилизации амплитуды с блоком автоматической регулировки амплитуды *АРА*. Изменение частоты генератора производится чаще всего по пилообразному закону сигналом генератора модулирующего сигнала *ГМС*, напряжение которого одновременно поступает на горизонтально-отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки *ЭЛТ*. Синусоидальный

сигнал с переменной частотой и постоянной амплитудой от *ГКЧ* поступает на исследуемый четырехполосник *X*, вызывая на его выходе отклик пропорциональный АЧХ четырехполосника. Синусоидальный отклик детектируется детектором *Д*, затем усиливается линейным усилителем постоянного тока *У* и поступает на вертикально - отклоняющие пластины *ЭЛТ*. Для создания частотной шкалы на экране *ЭЛТ* используется генератор частотных меток *ГЧМ*, жестко синхронизированный с перестройкой частоты *ГКЧ*, иначе невозможно наблюдение неподвижных частотных отметок. Калибровку по амплитуде производят замыканием накоротко исследуемого четырехполосника при его предварительном включении.

Промышленностью выпускаются многочисленные измерители АЧХ отличающиеся чувствительностью, диапазоном частот, точностью измерения параметров и т.д. и т.п. *Обозначаются приборы буквой X (X1-42, X1-43, X1-49 и др.).*

8. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ

Мощность определяется *работой*, совершаемой источником электромагнитного поля *в единицу времени*. Различают мгновенную, среднюю, импульсную, активную, реактивную и кажущуюся мощности. Мгновенное значение мощности равно произведению мгновенного значения напряжения на участке цепи на мгновенное значение тока, протекающего по этой цепи

$$p = u \cdot i. \quad (8.1)$$

Под активной мощностью понимают среднее значение мгновенной мощности за период

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt. \quad (8.2)$$

Для синусоидального тока и сдвинутого по фазе напряжения активная мощность определяется

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_m I_m \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi). \quad (8.3)$$

Подставляя в выражение (8.3) действующее значение тока и напряжения $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$, $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$, получим выражение для активной мощности

$$P = UI \cos \varphi. \quad (8.4)$$

Активная мощность измеряется как в абсолютных значениях – ваттах (Вт), так и в относительных, определённых из соотношения

$$\alpha(\text{дБ}) = 10 \lg\left(\frac{P}{P_0}\right),$$

где P_0 – мощность, принимаемая за исходный уровень 1 Вт или 1 мВт.

В этом случае относительной единицей мощности будут дБмВт или дБВт.

Кажущаяся мощность равна произведению действующих значений напряжения и тока на участке цепи

$$S = UI. \quad (8.5)$$

Она измеряется в вольт-амперах (ВА).

Реактивная мощность определяется выражением $Q = UI \sin \varphi$ и измеряется в вольт-амперах реактивных (сокращенно вар). Под импульсной мощностью понимают среднее значение мощности за время длительности одного прямоугольного импульса

$$P_u = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} u i dt.$$

В цепях постоянного и переменного тока промышленной частоты потребляемая мощность выражается в виде: $P = UI$.

Эту мощность определяют либо косвенным путём, либо с помощью прямопоказывающих измерительных приборов – ваттметров, для чего используются электродинамические приборы. Измеритель при определении мощности включают так, чтобы его неподвижная катушка работала как амперметр, т.е. включается последовательно с нагрузкой. К неподвижной катушке присоединяются последовательно добавочное сопротивление, и она работает как вольтметр. При таком включении угол поворота подвижной части будет пропорционален мощности. В случае если между током и напряжением будет какой-либо фазовый сдвиг φ , то отклонение будет пропорционально активной составляющей мощности

$$P = UI \cos \varphi.$$

В диапазоне звуковых и более высоких частот применение электродинамических приборов недопустимо из-за большого влияния паразитных ёмкостей и значительной индуктивности катушек. Поэтому на частотах до 1 МГц используют квадратичные преобразователи, в качестве которых используются либо полупроводниковые диоды, либо термоэлектрические преобразователи. Работа таких ваттметров поясняется по структурной схеме рис. 8.1, где в качестве квадраторов используются вышеупомянутые

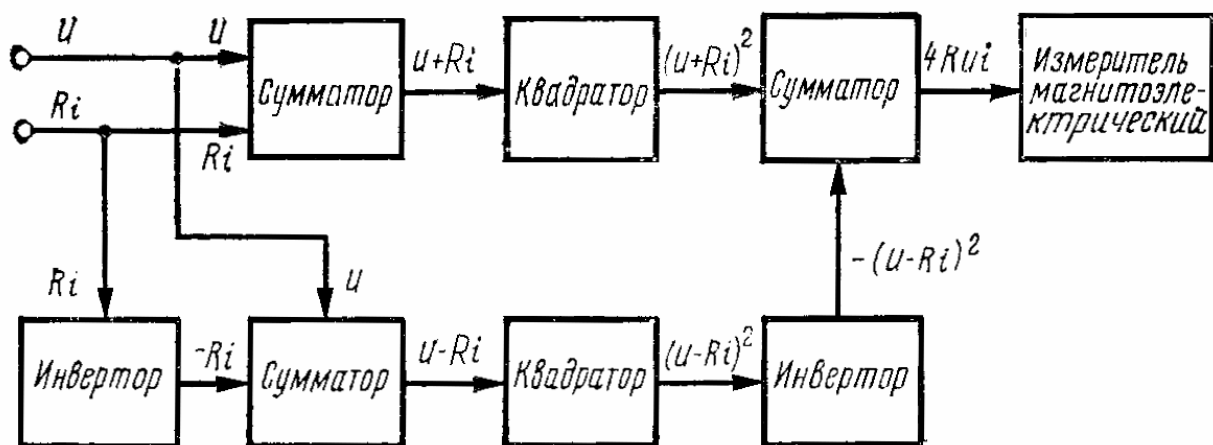


Рис. 8.1

преобразователи. Подавая на вход схемы напряжение $u = U_m \sin \omega t$, пропорциональное напряжению на нагрузке и напряжению Ri , пропорциональное току через нее $i = I_m \sin(\omega t + \varphi)$, на выходе перемножителя с квадраторами сигнал будет содержать постоянную и переменную составляющие

$4R_{ui} = 4R_{ui} \cos \varphi - 4RUI \cos(2\omega t - \varphi)$. Постоянная составляющая этого напряжения, пропорциональная мощности $UI \cos \varphi$, измеряется магнитоэлектрическим прибором. Приборы называются по типу применяемых преобразователей: выпрямительными или термоэлектрическими. Поскольку **на измерительный прибор ответвляется только часть мощности, выделяемая на нагрузке**, приборы эти относят к **ваттметрам проходящей мощности**, в отличие от ваттметров, где вся мощность поглощается в измерительном приборе.

Преобразователи, основанные на эффекте Холла, относятся к устройствам, позволяющим перемножать две величины и выдавать результат в виде напряжения, пропорционального произведению. Эффект Холла проявляется в полупроводниковых материалах (германий, кремний и др.) и заключается в возникновении э.д.с. Холла на боковых гранях кристалла, если к другим граням приложим сигнал, пропорциональный напряжению, а сам кристалл расположить в магнитном поле, величина которого пропорциональна току (рис. 8.2). Поскольку преобразователь является перемножающим устройством, то э.д.с. Холла, измеренная гальванометром Γ , будет пропорциональна мощности,

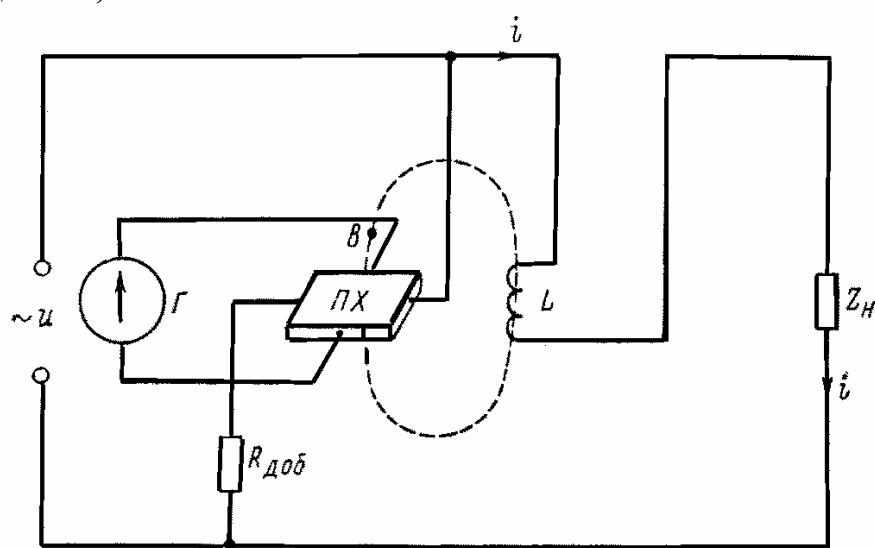


Рис. 8.2

проходящей в нагрузку. Чувствительность преобразователей Холла не зависит от частоты в широких пределах, что позволяет изготовить ваттметры для измерений малых мощностей, основанные на этом принципе, на частотах до 4000 МГц. При помощи преобразователей Холла можно определить мощность переходных процессов, суммарную мощность нескольких объектов, мощность при телеизмерениях, а также в устройствах автоматического регулирования мощности (АРМ). Существенным недостатком подобных измерений является существенная зависимость от температуры.

Для измерения *средних (0,1-10 Вт) и больших (более 10 Вт) мощностей* применяются: **метод вольтметра-амперметра, калориметрический, термисторный, болометрический**. Все они относятся к способу измерения **поглощаемой мощности**, поскольку вся мощность, вырабатываемая генератором, расходуется на показание измерительного прибора. Необходимым условием для работы этих ваттметров является жесткое согласование генератора с нагрузкой, роль которой в различных ваттметрах играют различные элементы. В методе вольтметра-амперметра это угольный стержень, заключенный в экспоненциальный экран (рис. 8.3), в калориметрическом методе это сопротивление нагрузки, помещенное в охлаждающую жидкость (воду), в термисторном и болометрическом методе это термистор или болометр, помещенный в коаксиальный или волноводный тракт.

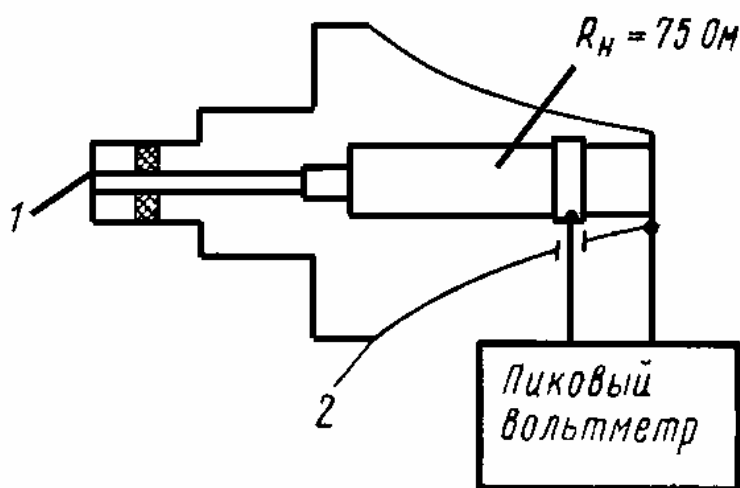


Рис. 8.3

Метод **вольтметра-амперметра** используется при измерении **средней мощности в диапазоне до 1000 МГц** и состоит из поглощающего резистора, рассеивающего измеряемую мощность и пикового вольтметра (рис. 8.3). Резистор заключен в экспоненциальный экран 2, улучшающий согласование, и подсоединяется к источнику энергии коаксиальным разъёмом 1. Для улучшения согласования и увеличения пределов измерения пиковый вольтметр подсоединяется к части нагрузочного сопротивления (обычно $K = 0,1$). Погрешность измерения таких приборов составляет 15-20%.

Калориметрический метод относится к наиболее точным при измерении высокочастотной мощности. Используется при **измерении больших и средних мощностей** в широком диапазоне частот (до сотен ГГц). Метод основан на преобразовании электрической энергии в теплоту, которое нагревает некоторое рабочее тело. Нагрев осуществляется либо в статических, либо в проточных калориметрах. В качестве нагреваемого тела обычно используется вода. В наиболее часто применяемых проточных калориметрах (рис. 8.4)

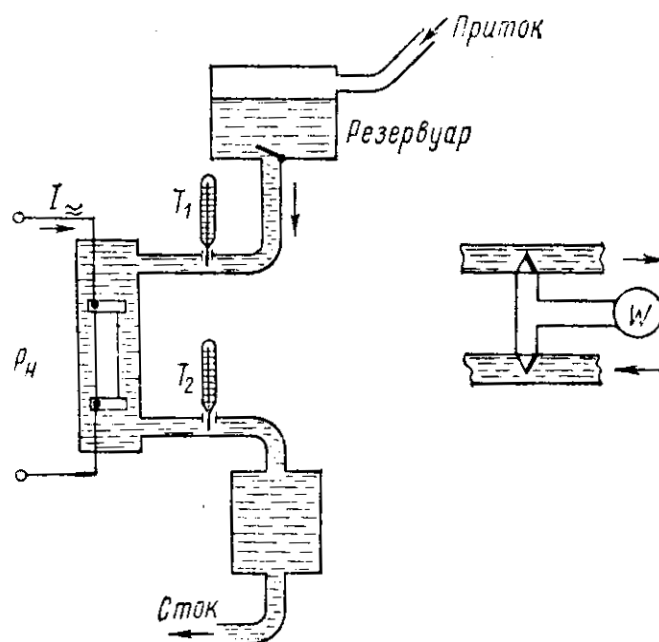


Рис. 8.4

вода, протекая через резервуар, в который помещена нагрузка, нагревается. По разнице температур на входе и выходе, измеряемой термометрами T_1 и T_2 , определяют значение падающей в нагрузку мощности. При непосредственном измерении вместо термометров устанавливают термопары при встречном включении и по микроамперметру определяют мощность. В технических измерениях калориметрический метод позволяет определить мощность с погрешностью 5-7%.

Болометрический и термисторный методы основаны на изменении сопротивления терморезистора, помещенного в волноводный или коаксиальный СВЧ – преобразователь, в котором создаются условия для рассеивания на нём всей измеряемой мощности, как на оконечной нагрузке. Терморезистор зачастую включают в мостовую схему, работающую на постоянном или низкочастотном токе. По разбалансу моста от изменения сопротивления терморезистора определяют значение падающей мощности. **Болометр** представляет собой тонкую вольфрамовую нить (3-5 мкм) длиной меньше $0,1 \lambda$, запаянную в стеклянный баллончик. Они имеют положительный температурный коэффициент, невысокую чувствительность и сопротивление 5-10 Ом. **Допустимая мощность рассеивания таких болометров до 2 Вт на частотах до 1 ГГц.** На частотах до 10 ГГц используются плёночные болометры, имеющие сопротивление до нескольких сот ом. **Термистор** изготавливают из полупроводникового материала с впрессованными в него тонкими платиновыми проводниками. Бусинку из такого материала помещают в стеклянный баллончик. Сопротивление термистора изменяется в широких пределах и имеет отрицательный температурный коэффициент. Для улучшения согласования ра-

бочая точка термистора регулируется предварительно подогревом постоянным током или током низкой частоты. **Чувствительность термисторов** в несколько раз **выше чувствительности болометров**, потому они применяются для **измерения малых и очень малых мощностей в диапазоне частот до 100 ГГц**. Погрешность термисторных ваттметров без учета рассогласования составляют 3-10%, болометрических до 1,5%.

Пондеромоторный метод измерения мощности на СВЧ заключается в использовании механического (пондеромоторного) действия электромагнитного поля на тела, расположенные в поле, воздействия индуцированных в них электрических зарядов и токов. Схематическое устройство ваттметра показано на рис 8.5. Прибор представляет собой отрезок волновода 1, внутри которого помещена лёгкая металлическая пластинка 2, укрепленная на стержне. Нижний конец стержня помещают в демпфирующее устройство 3, верхний конец с помощью упругой кварцевой нити соединён с осью верньерной крутильной головки 4, на которой нанесены деления. Внутри волновода имеются согласующие диафрагмы 5, компенсирующие неоднородность волновода из-за наличия металлической пластинки. При прохождении по волноводу электромагнитной волны возникает момент сил, поворачивающий пластинку на угол, пропорциональный измеряемой мощности.

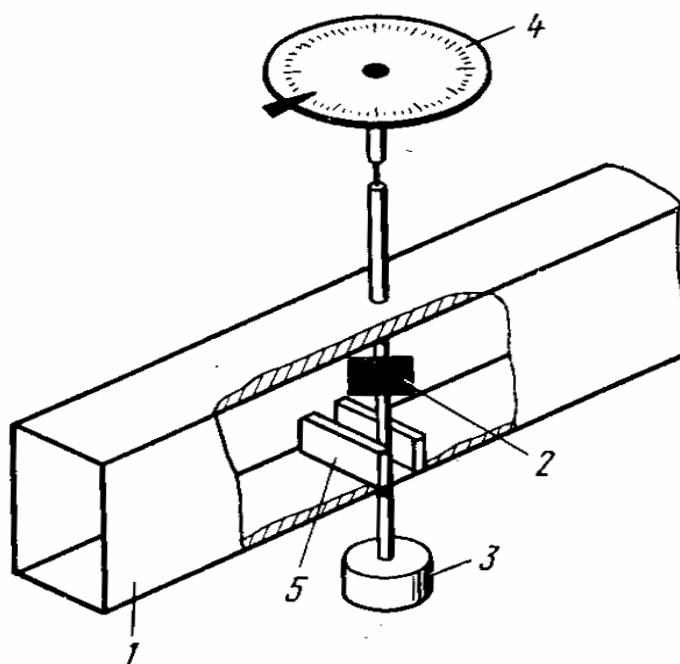


Рис.8.5

Подобные ваттметры **измеряют проходящую мощность более 1 Вт в диапазоне частот свыше 1000 МГц с точностью 1-1,5%**.

9. ИЗМЕРЕНИЕ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

Магнитные измерения в последнее время интенсивно развиваются и находят широкое практическое применение при исследовании свойств и определении характеристик материалов, испытаниях электромагнитных механизмов, измерении магнитного поля Земли и других планет в магнитной дефектоскопии, при измерении и контроле магнитных полей в установках ядерной физики и т. д. При этом обычно измеряются магнитный поток, магнитная индукция и напряженность магнитного поля. Магнитные материалы оценивают по их статическим и динамическим характеристикам и параметрам.

Измерительные преобразователи магнитных величин называют магнитоизмерительными. Наиболее широко в них используются следующие физические явления:

- 1) электромагнитная индукция;
- 2) силовое взаимодействие измеряемого магнитного поля с полем постоянного магнита или контура с током;
- 3) гальваномагнитные явления;
- 4) изменение магнитных свойств материалов в магнитном поле;
- 5) взаимодействие микрочастиц с магнитным полем;
- 6) сверхпроводимость.

Наименование магнитоизмерительного прибора обычно определяется названием единицы физической величины, для изменения которой он предназначен, а иногда также наименованием используемого в нем магнитоизмерительного преобразователя.

9.1. Измерение параметров магнитного поля

9.1.1. Приборы для измерения магнитного потока.

Основой всех приборов для измерения магнитного потока является измерительная катушка, представляющая собой магнитоизмерительный преобразователь, использующий явление электромагнитной индукции. Известно, что при изменении потока Φ , проходящего через катушку с числом витков ω_K , в ней возникает ЭДС e , определяемая соотношением:

$$e = -\frac{d\Psi}{dt} = -\omega_K \cdot \frac{d\Phi}{dt}, \quad (9.1)$$

где Ψ – потокосцепление.

Т. е. магнитная величина Φ преобразуется в электрическую величину – ЭДС. Индукционный преобразователь с известной постоянной, определяемой как сумма площадей поперечных сечений всех витков обмотки называется **измерительной катушкой**. При измерении плоскость катушки должна быть

расположена перпендикулярно вектору магнитной индукции B или напряженности магнитного поля H .

Если поле, охватываемое катушкой однородно, то можно записать:

$$e = -\omega_K \frac{d\Phi}{dt} = -\omega_K S_K \frac{dB}{dt} = -\mu_0 \omega_K S_K \frac{dH}{dt}, \quad (9.2.)$$

где $\omega_K \cdot S_K = C_K$ – постоянная измерительной катушки;

S_K – площадь сечения витка катушки;

μ_0 – магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Таким образом, с помощью преобразователя в виде измерительной катушки, кроме магнитного потока можно измерять еще и магнитную индукцию и напряженность как постоянного, так и переменного магнитного поля. При измерении параметров постоянного поля осуществить изменение потока сцепления можно следующими способами: вынести катушку из поля, повернуть ее на 180° , вращать катушку в поле, качать катушку относительно ее среднего положения.

Из выражения (9.2) видно, что для получения потока по индуцированной в катушке ЭДС необходимо интегрировать ее во времени, т. е.

$$\Delta\Phi = -\frac{1}{\omega_K} \int_0^\infty e dt \approx -\frac{R}{\omega_K} \int_0^\infty i dt,$$

где R – сопротивление цепи измерительной катушки;

i – сила тока в катушке.

Интегрирование осуществляют различными способами. В магнитных измерениях для этого обычно используют баллистический гальванометр или веберметр.

При использовании баллистического гальванометра его подключают к измерительной катушке (см. рис. 9.1).

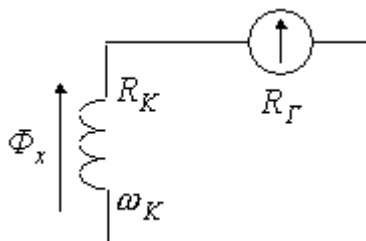


Рис. 9.1

Катушка помещается в поле, потом быстро из него выносится. Измеряемый магнитный поток связан с первым отбросом α_δ гальванометра следующим соотношением:

$$\Phi = \frac{(R_K + R_{\Gamma})}{S_{\delta} \omega_K} \cdot \alpha_{\delta} = \frac{C_{\Phi}}{\omega_K} \cdot \alpha_{\delta}, \quad (9.3)$$

где R_K и R_{Γ} – сопротивления катушки и гальванометра,

$R = (R_K + R_{\Gamma})$ – активное сопротивление измерительной цепи,

S_{δ} – электрическая постоянная гальванометра,

C_{Φ} – постоянная гальванометра по магнитному потоку – цена деления, которая определяется экспериментально.

Из показаний баллистического гальванометра можно определить и значение магнитной индукции согласно выражения

$$B = \frac{C_{\Phi} \cdot R}{S_K \cdot \omega_K} \cdot \alpha_{\delta}. \quad (9.4)$$

В современных стационарных гальванометрах $C_{\Phi} = 10^{-6} \div 5 \cdot 10^{-5}$ Вб·м/мм, в переносных – $5 \cdot 10^{-6} - 5 \cdot 10^{-3}$ Вб/дел, период свободных колебаний 15-30 с. Погрешность измерения магнитного потока составляет $\pm (0,5 - 10)\%$. Баллистический гальванометр обеспечивает высокую чувствительность и точность при измерении магнитных величин, но является прибором неградуированным, требующим определения C_{Φ} при каждом эксперименте.

Веберметром называют прибор для измерения магнитного потока со шкалой, градуированной в единицах магнитного потока – веберах. Применяют веберметры следующих видов: магнитоэлектрические, фотогальванометрические, электронные аналоговые и цифровые. В магнитоэлектрическом веберметре используется магнитоэлектрический измерительный механизм без противодействующего момента, но с большим моментом магнитоиндукционного успокоения. Показания такого прибора

$$\alpha = \frac{\omega_K \cdot \Delta\Phi}{C_{\Phi}}, \quad (9.5)$$

$\Delta\Phi$ – изменение магнитного потока.

Здесь C_{Φ} – постоянная веберметра, определяется параметрами измерительного механизма. Из выражения для α видно, что шкала веберметра может градуироваться в единицах магнитного потока. Так как противодействующий момент прибора равен нулю, то его указатель может занимать произвольное положение. Для установления указателя перед измерением на нулевую отметку, в приборе используется специальный электрический корректор.

Ценным качеством такого веберметра в отличие от баллистического гальванометра является независимость его показаний от скорости изменения измеряемого потока. Его можно использовать для регистрации изменений

магнитных потоков во времени. Недостатками прибора являются относительно низкая чувствительность и малая точность.

В значительной мере лишены этих недостатков фотогальванометрические и электронные веберметры.

На рис. 9.2 приведена упрощенная схема фотогальванометрического веберметра.

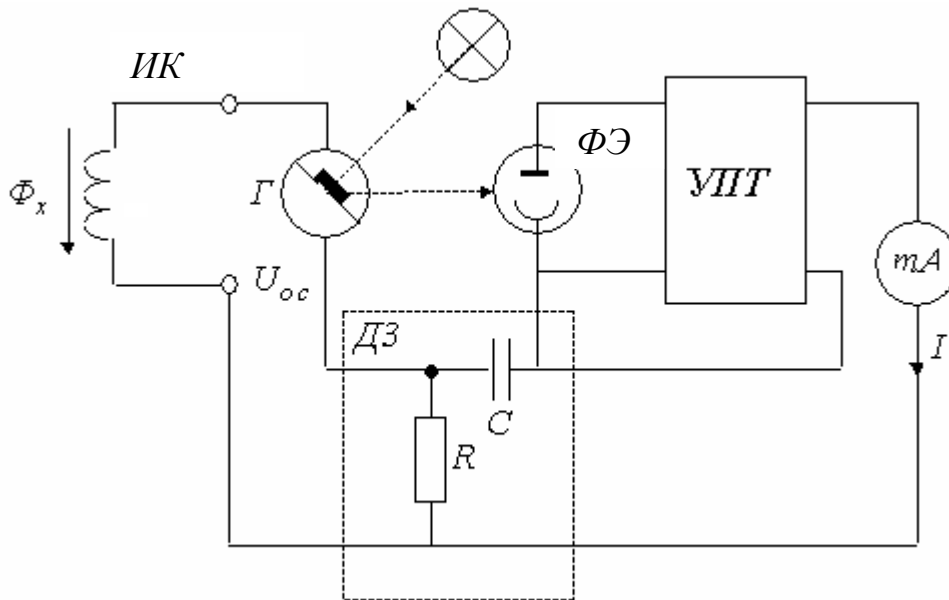


Рис. 9.2

Веберметр представляет собой фотогальванический усилитель с отрицательной обратной связью по производной выходного тока, которая осуществляется с помощью дифференцирующей RC -цепи.

Работает прибор следующим образом. При изменении потока Φ_x на зажимах измерительной катушки ИК возникает ЭДС e . При этом в цепи магнитоэлектрического гальванометра Γ потечет ток, подвижная зеркальная часть гальванометра повернется, что вызовет изменение светового потока на фотоэлементе $\PhiЭ$, а следовательно и фототока. Фототок усиливается усилителем постоянного тока УПТ. Выходной ток I усилителя с помощью дифференцирующего звена ДЗ преобразуется в напряжение обратной связи

$U_{OC} = k \cdot \frac{dI}{dt}$, которое поступает в цепь ИК. Поворот подвижной части гальванометра и изменение фототока будут происходить до тех пор, пока U_{OC} не уравнивает e . При этом изменение тока в цепи миллиамперметра

$\Delta I = -\frac{\omega_K \Delta \Phi_x}{k}$, где k – постоянная цепи обратной связи.

Фотогальванометрический веберметр обладает высокой чувствительностью. Благодаря наличию отрицательной обратной связи входное сопротив-

ление прибора велико, что дает возможность использовать измерительные катушки с высоким сопротивлением (100 Ом и более).

В настоящее время широкое применение находят электронные аналоговые и в основном, цифровые веберметры. В аналоговом электронном веберметре используется интегрирующий усилитель. В цифровом веберметре измерение осуществляется путем время-импульсного преобразования времени разряда электронного интегратора, заряженного током измерительной катушки. Значительное увеличение точности измерения магнитного потока обеспечивают цифровые веберметры, основанные на преобразовании выходного сигнала измерительной катушки в частоту импульсов (частотно-импульсное преобразование).

Серийно выпускаемые веберметры имеют следующие пределы измерений: магнитоэлектрические – от 500 до 10000 мкВб, фотогальванометрические – от 2 до 500 мкВб, электронные аналоговые – от 25 до 2500 мкВб, цифровые – от 10^{-2} до 10 мкВб. Основная приведенная погрешность цифровых веберметров $\pm 0,5\%$, для остальных видов – $\pm (1,0 \div 4,0)\%$.

9.1.2. Приборы для измерения магнитной индукции и напряженности магнитного поля.

а) *Тесламетры с преобразователем Холла.*

Тесламетр – магнитоизмерительный прибор для измерения магнитной индукции, шкала которого проградуирована в единицах магнитной индукции – теслах.

Преобразователем в таком приборе является гальваномагнитный преобразователь Холла. Эффект Холла заключается в возникновении ЭДС на боковых гранях помещенной в магнитное поле полупроводниковой пластинки, если по ней протекает ток.

Принцип действия тесламетра поясняется рис. 9.3, где *ПХ* – преобразователь Холла, *У* – усилитель, *мВ* – милливольтметр.

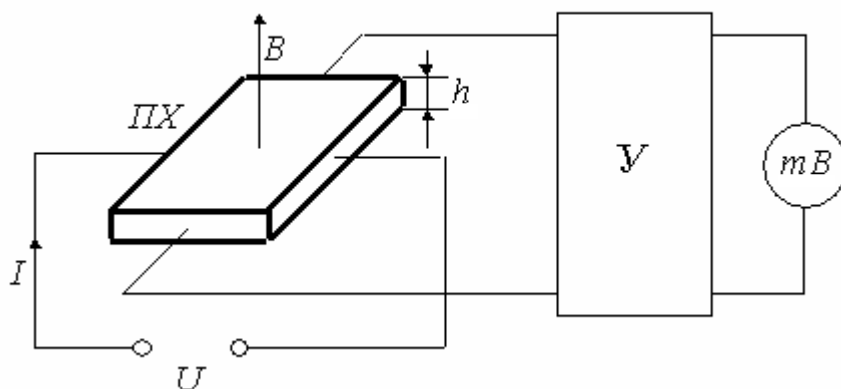


Рис. 9.3

При помещении пластины (преобразователь Холла) в магнитное поле, вектор индукции B которого перпендикулярен плоскости пластины, на боковых гранях ее возникает ЭДС Холла

$$E_x = \frac{R_x}{h} IB, \quad (9.6)$$

где R_x – постоянная Холла, зависящая от материала пластинки,

h – толщина пластинки,

I – ток через пластинку.

После усиления ЭДС Холла измеряется компенсатором постоянного тока или милливольтметром, шкала которого проградуирована в единицах магнитной индукции при условии постоянства силы тока.

Достоинством тесламетров с преобразователем Холла является возможность измерения параметров постоянных, переменных (в широком диапазоне частот) и импульсных магнитных полей, хорошее пространственное разрешение благодаря малым размерам преобразователей. Недостатком является сравнительно большая зависимость ЭДС от температуры.

Выпускаемые промышленностью тесламетры такого типа имеют диапазон измерений от $2 \cdot 10^{-3}$ до 2 Тл, основную приведенную погрешность порядка $\pm (1,5 - 2,5)\%$.

б) Ферро модуляционные тесламетры.

В них используются ферро модуляционные преобразователи (феррозонды), принцип работы которых основан на особенностях изменения магнитного состояния ферромагнитного сердечника при одновременном воздействии на него переменного и постоянного поля (либо двух переменных полей различных частот) и явлении электромагнитной индукции.

На рис. 9.4. приведена схема уравнивающего компенсационного тесламетра с наиболее распространенным дифференциальным ферро модуляционным преобразователем. В таком приборе магнитная индукция (напряженность) измеряемого поля компенсируется (уравнивается) в преобразователе соответствующим параметром образцового поля, создаваемого цепью обратной связи.

Дифференциальный ферро модуляционный преобразователь состоит из двух идентичных сердечников C , одинаковых, включенных встречно, обмоток возбуждения ω , которые питаются переменным током от генератора Γ .

Оба сердечника охватывает индикаторная обмотка ω_u . При отсутствии измеряемого постоянного поля B_- ЭДС индикаторной обмотки равна нулю, т. к. потоки создаваемые обмотками ω равны и направлены встречно. При появлении измеряемого постоянного поля B_- , вектор которого параллелен сердечникам, возникает в индикаторной обмотке ЭДС, четные гармоники ко-

торой, в частности ЭДС второй гармоники, линейно зависят от магнитной индукции (или напряженности) этого поля

$$E_2 \cong k B_- = k_1 H_- ,$$

где k и k_1 – коэффициенты преобразования, зависящие от параметров ферромодуляционного преобразователя, частоты и значения напряженности поля возбуждения;

B_- и H_- – измеряемые магнитная индукция и напряженность поля соответственно.

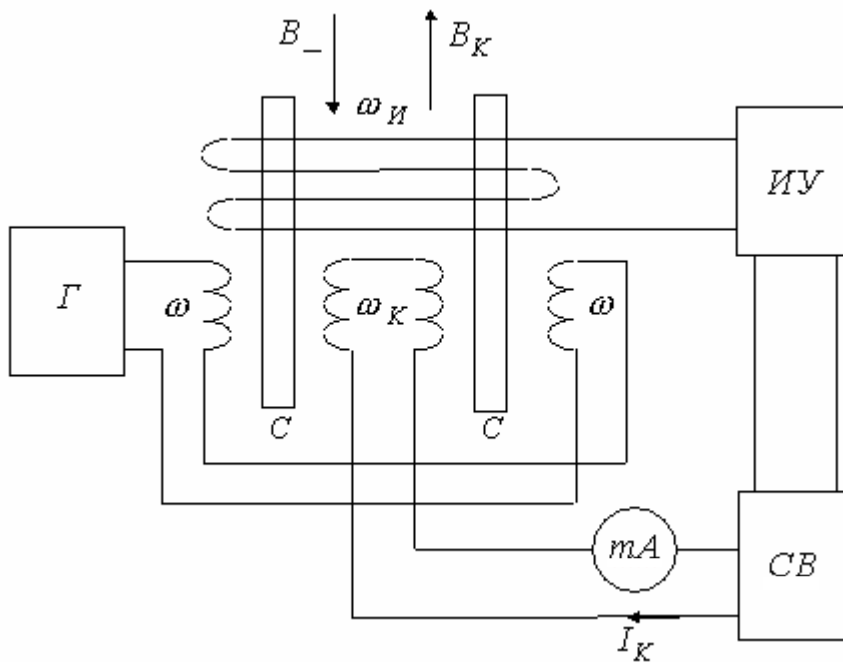


Рис. 9.4

Выходной сигнал преобразователя поступает на избирательный усилитель $IУ$, усиливающий вторую гармонику, затем на синхронный выпрямитель $СВ$, синхронизируемый генератором $Г$. Выпрямитель преобразует ЭДС E_2 в постоянный ток I_K , который протекает через обмотку обратной связи ω_K , создающую компенсирующее поле с индукцией B_K . В процессе измерения автоматически устанавливается такое значение I_K , что величина B_K становится равной величине B_- и обратной по направлению. Миллиамперметр (в настоящее время в основном цифровой прибор), включенный в цепь обмотки обратной связи, градуируют в теслах (для B) или в А/м (для H).

Приборы с феррозондами обладают высокой чувствительностью, высокой точностью измерения, относительно высоким быстродействием, позволяют вести непрерывные наблюдения, что обусловило их широкое распространение (в частности для измерения магнитного поля Земли). Применяются для измерения малых постоянных и низкочастотных переменных магнитных

полей. Диапазон измерений лежит в пределах от 10^{-6} до 1 мТл; погрешность измерения от 1,0 до 5,0%.

в) Ядерно-резонансные тесламетры.

Преобразователи таких приборов используют квантовое явление ядерного магнитного резонанса (ЯМР), которым обладают материалы, содержащие ядра атомов, имеющих магнитный момент (например, вода, содержащая ядра атомов водорода). Если образец такого материала поместить в измеряемое постоянное поле с индукцией B_{-} и, кроме того, воздействовать на него переменным высокочастотным полем с индукцией $B_{\sim}$ и изменяющейся частотой, то при некотором значении частоты f возникает резонансное поглощение высокочастотной энергии образцом. Эта частота равна

$$f = \frac{\gamma}{2\pi} \cdot B_{-}, \quad (9.7)$$

где γ – гиромагнитное отношение (отношение магнитного момента ядра атома к моменту количества движения – величина постоянная для данного вида атомов).

Принцип измерения индукции магнитного поля при помощи ЯМР-преобразователей (ЯМПР) иллюстрируется рис. 9.5.

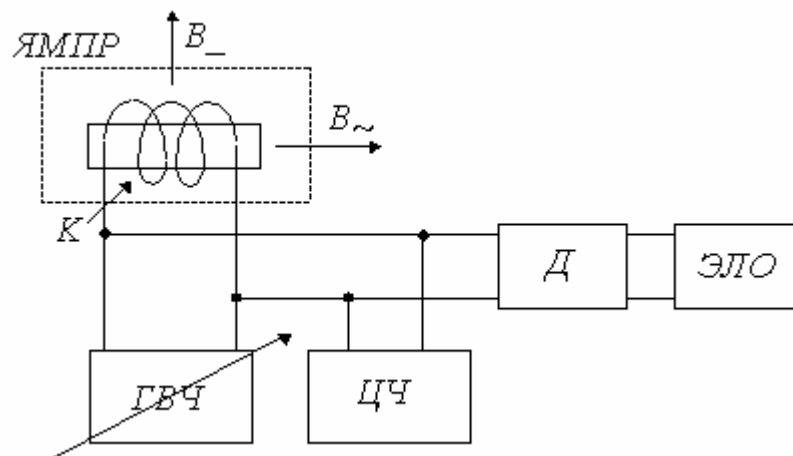


Рис. 9.5

Образец, (например, ампула с водой или водным раствором $FeCl_2$) помещается внутрь катушки K. Катушка включена в контур перестраиваемого высокочастотного генератора ГВЧ, возбуждающего в образце высокочастотное магнитное поле $B_{\sim}$, расположенное обязательно перпендикулярно измеряемому полю B_{-} . Плавное изменение частоты ГВЧ позволяет установить частоту f ядерно-магнитного резонанса данного образца (рост поглощения высокочастотной энергии ядрами вещества). При резонансе напряжение на зажимах катушки K уменьшается, что фиксируется с помощью детектора Д и электронно-лучевого осциллографа ЭЛО. Частота f измеряется цифровым

частотомером ЦЧ. Гиромагнитное отношение γ определено для атомов некоторых веществ с высокой точностью (например, для атомов водорода – $\pm 2 \cdot 10^{-4}\%$). Поэтому тесламетры с ЯМРП обладают высокой точностью (погрешность может не превышать $2 \div 5 \cdot 10^{-4}\%$) и широким диапазоном измерений ($10^{-5} - 10^2$ Тл).

Ядерно-резонансные тесламетры в сочетании со специальными преобразователями силы тока в напряженность магнитного поля, применяют и для измерения больших токов с высокой точностью.

г) Тесламетры, использующие явление сверхпроводимости.

В последнее время для создания магнитоизмерительных приборов используют явление сверхпроводимости, которое в сочетании с эффектами Мейснера, Джозефсона и др. позволяет создавать приборы уникальной чувствительности, высокой точности и быстродействия.

Обычно магнитоизмерительный преобразователь таких приборов представляет собой цилиндр из сверхпроводящего материала, на который намотана измерительная катушка. Цилиндр с катушкой помещается в криостат, где охлаждается до момента возникновения сверхпроводимости. На цилиндре имеется нагреватель, который совместно с криостатом обеспечивает периодический (например, с частотой 1 МГц) нагрев и охлаждение его до температуры большей или меньшей критической для данного сверхпроводящего материала. Это приводит к периодическому возникновению и исчезновению сверхпроводимости цилиндра и к периодическому выталкиванию измеряемого магнитного потока (эффект Мейснера) из объема цилиндра, а следовательно к изменению потокосцепления поля с измерительной катушкой. В результате в катушке возникает ЭДС, пропорциональная частоте тока нагревателя, числу витков измерительной катушки, сечению цилиндра и напряженности измеряемого магнитного поля (измеряется составляющая поля, совпадающая с направлением оси цилиндра). Эта ЭДС измеряется чаще всего цифровым вольтметром, градуированным в значениях индукции B или напряженности поля H .

О характеристиках сверхпроводниковых тесламетров говорит тот факт, что с их помощью были измерены параметры магнитного поля биотоков сердца и мозга человека ($8 \cdot 10^{-7} \div 8 \cdot 10^{-8}$ А/м).

9.2. Измерение характеристик магнитных материалов

Нашедшие широкое применение в науке и технике магнитные материалы делят на три основные группы. *Магнитомягкие* – обычно используются в качестве магнитопроводов; *магнитотвердые* – используются в качестве источников магнитного поля; *материалы со специальными свойствами* (терромагнитные, магнитострикционные и др.). Основные характеристики

магнитных материалов и методы их измерения регламентируются соответствующими государственными стандартами.

Характеристики магнитных материалов, определяемые в постоянных или медленно меняющихся магнитных полях, называются **статическими**.

Характеристики, определяемые в переменных полях, называются **динамическими**.

К основным статическим характеристикам и параметрам материалов относят: начальную кривую намагничивания, основную кривую намагничивания, предельную симметричную петлю магнитного гистерезиса, площадь которой пропорциональна энергии, затраченной на перемагничивание вещества, и точки пересечения ее с осями координат – остаточную индукцию B_r , коэрцитивную силу H_C , индукцию насыщения B_S ; относительную магнитную проницаемость μ_r , ее начальное $\mu_{rнач}$ и максимальное μ_{rmax} значения (рис. 9.6 и 9.7).

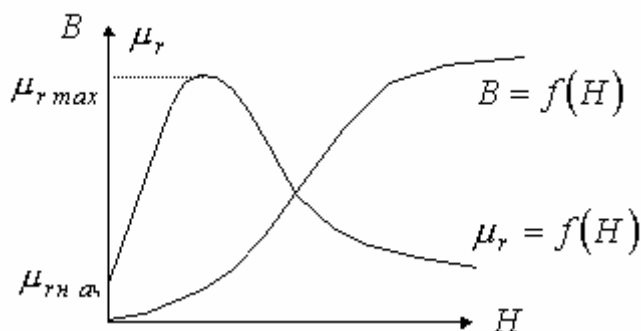


Рис. 9.6

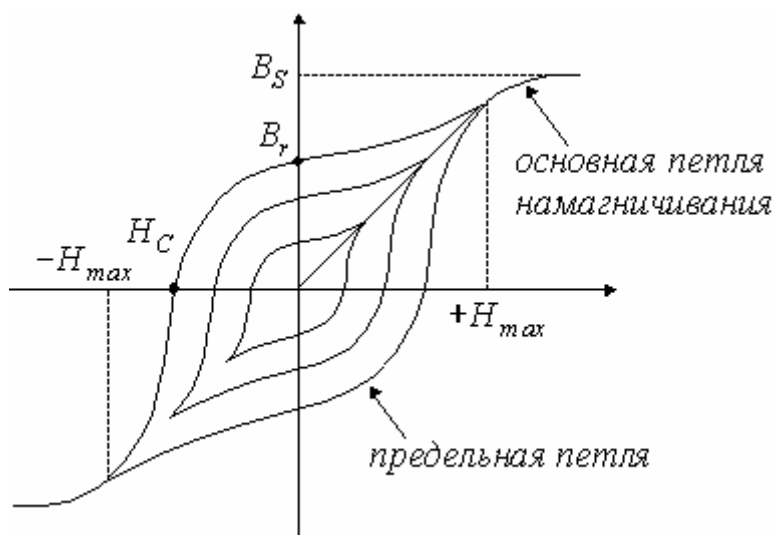


Рис. 9.7

Начальной кривой намагничивания называется зависимость $B = f(H)$ магнитной индукции B от напряженности намагничивающего поля H (рис. 9.6). В начальном состоянии материал должен быть размагничен ($H = 0$, $B = 0$). При достаточно большой H величина B достигает насыщения. Если достигнув какой-то величины H , плавно изменять напряженность поля до $-H$ и обратно, то кривая $B(H)$ опишет замкнутую петлю, называемую **симметричной петлей гистерезиса**. Если верхняя точка гистерезисной петли лежит в области насыщения, то ее форма и размеры будут оставаться неизменными. Такая петля называется **предельной петлей гистерезиса**. На практике вместо начальной чаще пользуются основной кривой намагничивания, которая является геометрическим местом вершин петель гистерезиса (рис. 6.7). По основной кривой намагничивания в соответствии с соотношением

$$B = \mu_0 \mu_r H, \quad (9.8)$$

можно построить кривую зависимости относительной магнитной проницаемости μ_r от напряженности поля H (рис. 9.6).

Динамические характеристики зависят не только от качеств самого материала, но и от условий при которых производится их определение (от формы и размеров образца, от параметров намагничивающего тока, режима намагничивания и. т.д.). Влияние вихревых токов, магнитной вязкости и других процессов деформирует гистерезисную петлю таким образом, что она становится ближе к эллипсу (особенно в области малых токов и высоких частот). Такая кривая называется **динамической петлей**. Геометрическое место вершин динамических петель называется **динамической кривой намагничивания**.

В число основных динамических характеристик входят различные виды магнитной проницаемости и магнитные потери в материале при его намагничивании.

Если динамическая петля имеет форму эллипса или близка к ней, вводят понятие комплексной магнитной проницаемости.

$$\dot{\mu}_r = \frac{\dot{B}}{\mu_0 \dot{H}} = \mu_m e^{-j\delta} = \mu_1 - j\mu_2, \quad (9.9)$$

где $\dot{B}$ и $\dot{H}$ – комплексы эквивалентных синусоид магнитной индукции и напряженности;

$$\mu_m = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2} = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}, \quad (9.10)$$

– модуль комплексной проницаемости, называется амплитудной магнитной проницаемостью (B_m и H_m – амплитуды индукции и напряженности);

$\operatorname{tg} \delta = \frac{\mu_2}{\mu_1}$ – тангенс угла магнитных потерь.

Полные потери на динамическое перемагничивание характеризуются площадью динамической петли. Динамические характеристики магнитных материалов изменяются, если на материал, кроме переменного поля, действует еще и постоянное. Гистерезисная петля при этом становится несимметричной, и ее форма и размеры определяются соотношением напряженности постоянного и переменного полей и свойствами материала.

9.2.1. Определение статических характеристик магнитных материалов.

Основным методом определения статических характеристик является *индукционно-импульсный*. Схема измерительной установки приведена на рис. 9.8.

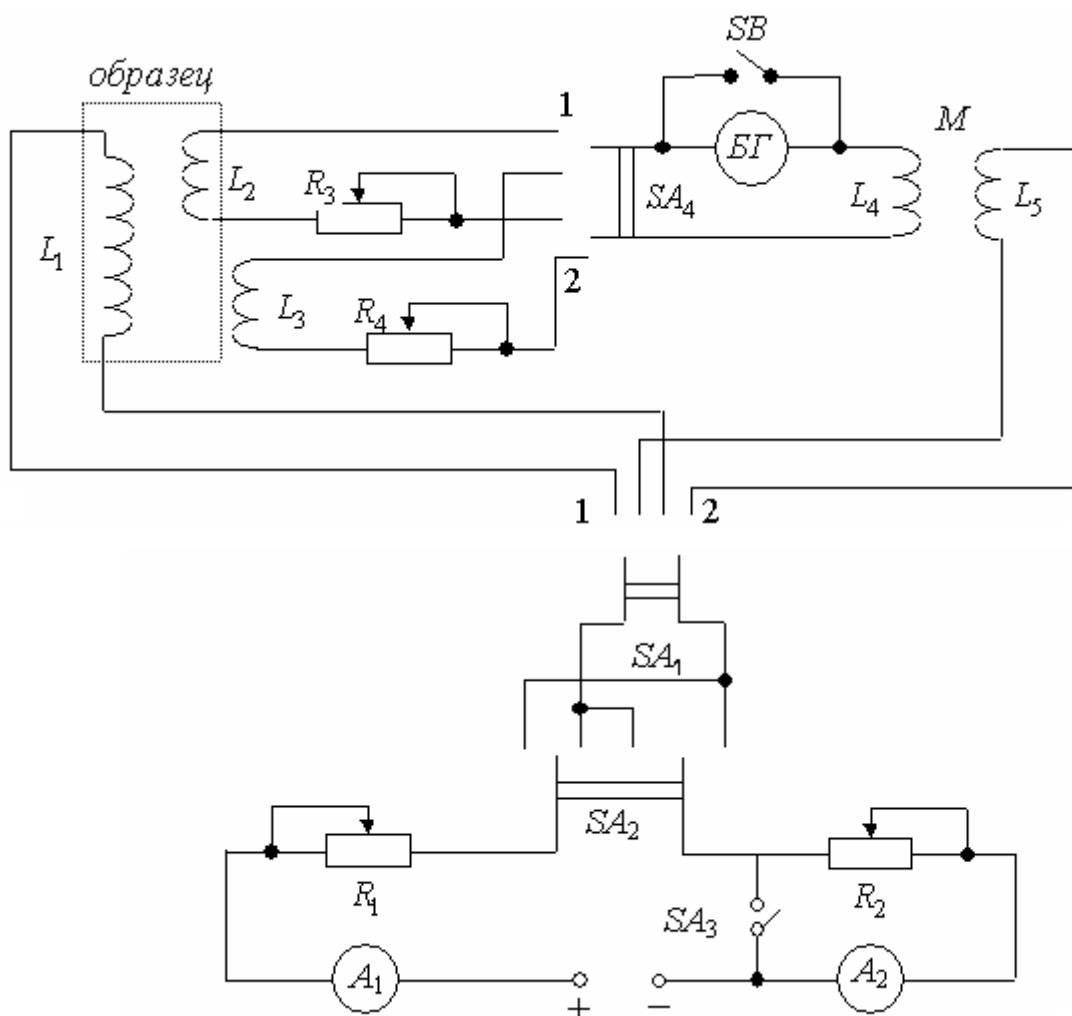


Рис. 9.8

Намагничивающая образец катушка L_1 и измерительная катушка L_2 , служащая для измерения индукции B , охватывают образец материала, в то время как измерительная катушка L_3 , с помощью которой измеряют напряженность поля H , располагается у поверхности образца. Образцовая катушка взаимной индуктивности M с обмотками L_4 и L_5 используется для градуировки баллистического гальванометра $БГ$. $БГ$ можно заменить веберметром, что значительно упростит эксперимент, но приведет к увеличению погрешности измерений. Цепь питания содержит источник постоянного напряжения, амперметры A_1 и A_2 с реостатами R_1 и R_2 . Переключатель SA_1 позволяет подключать напряжение либо к намагничивающей катушке L_1 , либо к первичной обмотке L_5 катушки взаимной индуктивности M , а переключатель SA_2 позволяет менять полярность этого напряжения. Ключ SB служит для успокоения подвижной части баллистического гальванометра $БГ$. Переключатель SA_3 позволяет замкнуть ту часть цепи питания, которая используется только при определении точек петли гистерезиса. Переключатель SA_4 подключает $БГ$ либо к катушке L_2 для измерения индукции, либо к катушке L_3 для измерения напряженности поля. Магазины сопротивлений R_3 и R_4 позволяют выставлять чувствительность соответствующей измерительной цепи, путем достижения отклонения указателя гальванометра $БГ$ на всю длину шкалы при изменении напряженности поля от $+H_{\max}$ до $-H_{\max}$ (за счет изменения намагничивающего тока). Необходимое при работе с баллистическим гальванометром экспериментальное определение постоянных $C_{\Phi B}$ и $C_{\Phi H}$, необходимых для измерения B и H , производится при положении 2 переключателя SA_1 (SA_3 должен быть замкнут). Направление тока в обмотке L_5 изменяется переключателем SA_2 . При изменении силы тока в первичной обмотке (L_5) катушки индуктивности M на ΔI , во вторичной обмотке (L_4), подключенной к $БГ$, произойдет изменение потокосцепления $\Delta \Psi = M \cdot \Delta I$, что вызовет отклонение указателя гальванометра α_{1m} . Тогда постоянная $БГ$ по магнитному потоку

$$C_{\Phi} = \frac{M \cdot \Delta I}{\alpha_{1m}}. \quad (9.11)$$

Переключатель SA_4 ставится в положение 1 при определении $C_{\Phi B}$ и положение 2 – при определении $C_{\Phi H}$. Перед измерением образец размагничивают путем снижения намагничивающего тока от максимального значения до нуля при одновременном непрерывном изменении его направления (SA_1 – в положение 1, SA_3 – замкнут, устанавливают реостатом R_1 ток $I_{\max}$ и уменьшают его до нуля, постоянно меняя его направление переключателем SA_2).

При снятии точек основной кривой намагничивания устанавливают в L_1 требуемое значение тока I_1 (начинают с малых значений тока, с последующим его увеличением). Производят магнитную подготовку образца, заключающуюся в многократном (8-10 раз) изменении направления тока (при этом $BГ$ должен быть отключен, т. е. SA_4 – в нейтральном положении). Цель магнитной подготовки – добиться устойчивого, стабильного магнитного состояния образца. Затем измеряется напряженность поля H . Подключается $BГ$ к катушке L_3 , направление тока в L_1 изменяется на противоположное переключателем SA_2 и производится отсчет первого максимального отклонения указателя $BГ$ α_{H1} . Тогда

$$H_1 = \frac{C_{\Phi H} \cdot \alpha_H}{2\mu_0 \omega_3 S_3}. \quad (9.12)$$

Аналогично производится измерение индукции B_1 (подключается к $BГ$ катушка L_2 , отсчет гальванометра α_{B1}):

$$B_1 = \frac{C_{\Phi B} \cdot \alpha_{B1}}{2\omega_2 S_3}. \quad (9.13)$$

Здесь через ω_2 , ω_3 , S_2 и S_3 обозначены числа витков и площади витков катушек L_2 , L_3 . Последующие точки кривой находятся аналогично первой, но при больших значениях намагничивающего тока.

Определение точек петли гистерезиса осуществляют обычно методом, который основан на измерении изменения индукции ΔB_K при изменении напряженности намагничивающего поля от максимальной $+H_m$ до некоторого значения H_K , соответствующего интересующей нас точке петли. Искомая индукция в этом случае $B_K = B_m - \Delta B_K$.

При массовых испытаниях материалов широко применяется дифференциальный метод, основанный на сравнении испытуемого образца с нормальным, характеристики которого известны.

9. 2. 2. Определение динамических характеристик магнитных материалов.

Основными способами испытаний магнитных материалов в переменных магнитных полях являются индукционный (с использованием измерительных катушек) и параметрический (мостовой).

а) Способ амперметра, вольтметра и ваттметра.

Схема, реализующая данный способ, приведена на рис. 9.9.

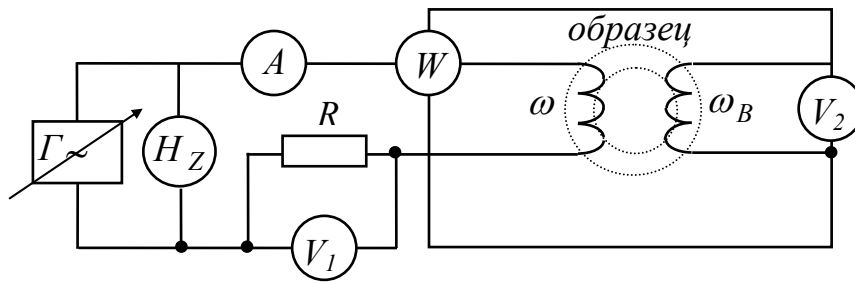


Рис. 9.9

С помощью этой схемы можно определить динамическую кривую намагничивания (зависимость $B_m = f(H_m)$), амплитудную магнитную проницаемость и потери на перемагничивание.

Если испытания проводят при синусоидальной индукции B (наиболее часто встречающийся случай), то для определения H_m используют образцовый резистор R и вольтметр амплитудных значений V_1 . При этом

$$H_m = \frac{U_m \cdot \omega}{R \cdot l_{cp}}, \quad (9.14)$$

где U_m – амплитудное значение падения напряжения на R ;

ω – число витков намагничивающей обмотки;

l_{cp} – средняя длина силовой линии.

Если испытания проводятся при синусоидальной напряженности поля (при большом активном сопротивлении намагничивающей цепи), то для определения H_m измеряют амперметром A действующее значение намагничивающего тока I . Тогда

$$H_m = \frac{\sqrt{2} \cdot I \cdot \omega}{l_{cp}}. \quad (9.15)$$

Индукцию в материале определяют с помощью вольтметра средних значений V_2 по индуцированной в измерительной обмотке ω_B ЭДС:

$$B_m \approx \frac{U_{2cp}}{4f\omega_B S_{обр}}, \quad (9.16)$$

где U_{2cp} – показания вольтметра V_2 ,

$S_{обр}$ – площадь сечения образца. Изменяя величину напряжения генератора Γ строят зависимость $B_m = f(H_m)$ и рассчитывают амплитудную магнитную проницаемость $\mu_m = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}$.

Погрешность измерений H_m , B_m и μ_m составляет обычно (8-10)%.

Для измерения потерь на перемагничивание используется ваттметр, последовательная обмотка которого включается в цепь намагничивающей катушки ω , а параллельная – к выходу измерительной обмотки ω_B . Амперметр и частотомер H_Z включены для контроля величины тока и частоты. Мощность $P_W = UI \cos \varphi$, измеренная ваттметром, включает в себя кроме потерь на перемагничивание, потери в вольтметре V_2 , параллельной обмотке ваттметра и в самой обмотке ω_B . Здесь U – действующее значение напряжения на измерительной обмотке, I – действующее значение первой гармоники намагничивающего тока, φ – угол фазового сдвига между U и I . Обычно φ близок к 90° .

Тогда потери на перемагничивание

$$P = \frac{P_W \cdot \omega}{\omega_B} - \frac{U_2^2 (R_V + R_W)}{R_V \cdot R_W}, \quad (9.17)$$

где U_2 – действующее значение напряжения на обмотке ω_B ($U_2 = 1,1 U_{2cp}$);

R_V и R_W – сопротивление вольтметра и обмотки ваттметра. Необходимое значение B_m в материале устанавливают по показаниям вольтметра V_2 в соответствии с выражением 9.16.

Погрешность измерения потерь составляет (5÷7)%.

Возможны другие схемы включения ваттметра и вольтметра при измерении потерь на намагничивание образца материала (сердечника катушки). Например, на рис. 9.10 приведены два варианта включения ваттметра:

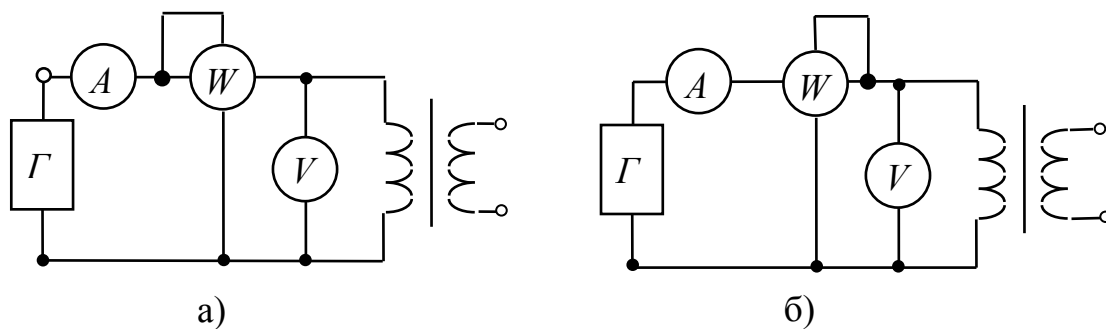


Рис. 9.10

При этом потери на намагничивание для схемы рис. 9.10,а определяются выражением:

$$P = P_W - (P_V + P_a + P_K), \quad (9.18)$$

а для схемы рис. 9.10,б – выражением

$$P = P_W - (P_V + P_B + P_K). \quad (9.19)$$

Здесь $P_V = \frac{U^2}{R_V}$ – потеря мощности в сопротивлении R_V вольтметра;

$P_a = I^2 r_a$ – потеря мощности в сопротивлении r_a последовательной обмотки ваттметра;

$P_B = \frac{U^2}{R_W}$ – потеря мощности в сопротивлении R_W параллельной обмотки ваттметра;

$P_K = I^2 \cdot r_K$ – потеря мощности в активном сопротивлении r_K вторичной катушки;

U – напряжение на параллельной обмотке ваттметра (показания вольтметра V);

I – ток через последовательную обмотку ваттметра (показания амперметра A).

б) Способ вольтметра с управляемым выпрямителем.

На рис. 9.11 приведена схема установки, позволяющей определить практически все динамические характеристики магнитомягких материалов.

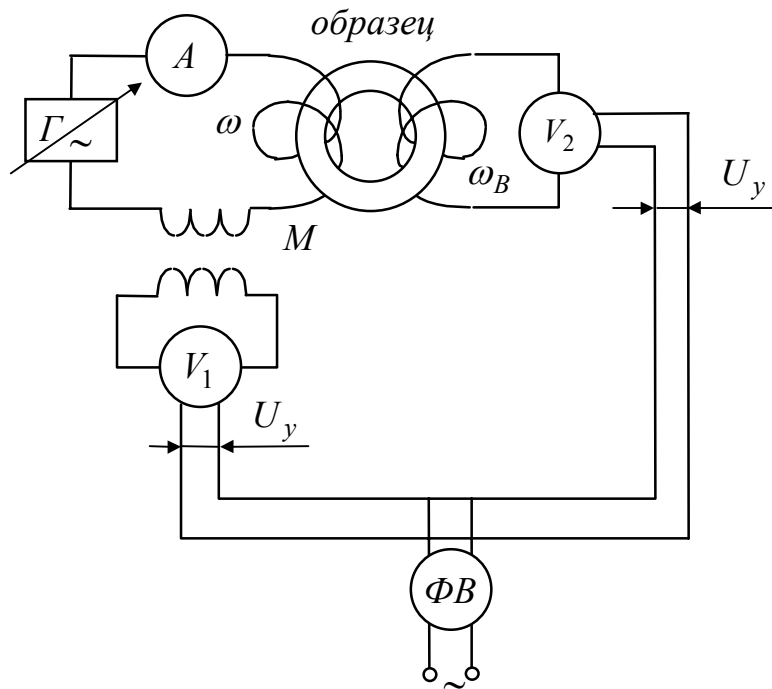


Рис. 9.11

В схеме V_1 и V_2 – фазочувствительные вольтметры среднего значения; фазовращатель ФВ создает управляющее напряжение U_y ; катушка взаимной индуктивности M выполняет роль дифференцирующего устройства.

При измерениях необходимо, чтобы кривые индукции и напряженности магнитного поля не содержали четных гармоник, т. е. любые два значения индукции и напряженности поля, сдвинутые на половину периода, должны быть равны по величине и обрат-

ны по знаку.

Показание вольтметра V_1 , определяемое током через намагничивающую катушку ω , пропорционально мгновенному значению напряженности

намагничивающего поля. Показание вольтметра V_2 , определяемое ЭДС измерительной обмотки ω_B , пропорционально мгновенному значению индукции в материале.

Изменяя угол фазового сдвига между управляющим и измеряемым напряжениями на вольтметрах, можно определить B_t и H_t в любой момент периода, т. е. снять динамическую петлю гистерезиса – зависимость $B_t = f(H_t)$. Для определения динамической кривой индукции $B_m = f(H_m)$ как вершин динамических петель, необходимо при каждом значении намагничивающего тока плавно изменять фазовращателем фазу управляющего напряжения до получения наибольших показаний вольтметров.

в) Осциллографический способ.

Схема измерений приведена на рис. 9.12.

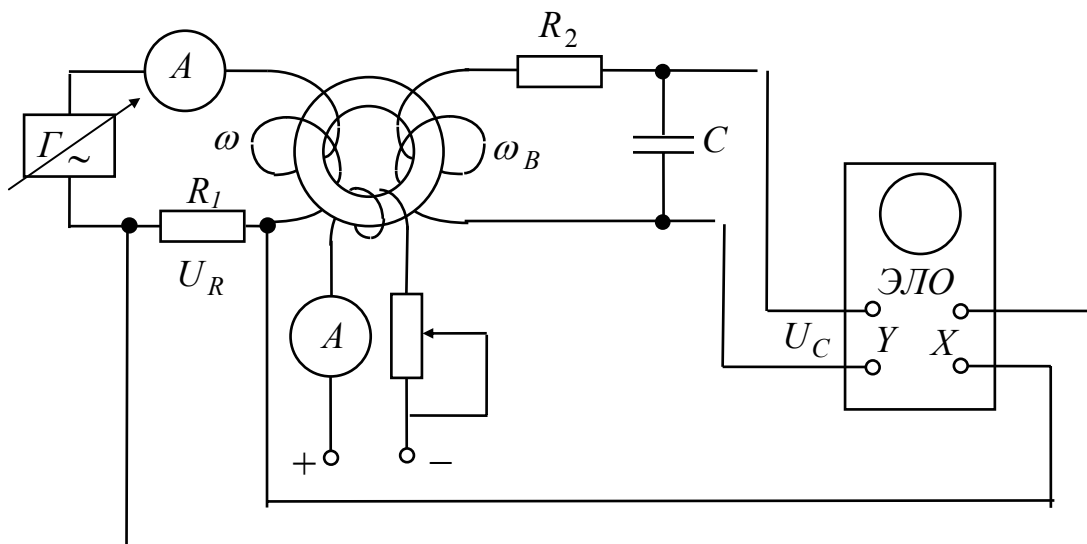


Рис. 9.12

На входы X и Y осциллографа ЭЛО подаются напряжения U_R и U_C соответственно пропорциональные мгновенным значениям напряженности намагничивающего поля H и магнитной индукции B , в результате чего на экране осциллографа появится изображение динамической петли.

Для определения значений B и H по изображению на экране осциллограф градуируется по напряжению: определяются масштабы m_x и m_y в значениях В/дел. Тогда:

$$H_t = M_H \cdot l_x = \frac{m_x \cdot \omega}{R_1 \cdot L_{cp}} \cdot l_x \left[\frac{A}{M} \right]. \quad (9.20)$$

где M_H – масштаб по горизонтальной оси,

L_{cp} – средняя длина силовой линии,

l_x – величина отклонения луча по горизонтальной оси.

$$B_t = M_B \cdot l_y = \frac{m_y \cdot R_2 \cdot C}{\omega_B \cdot S_{обр}} \cdot l_y \text{ [Тл]}, \quad (9.21)$$

где M_B – масштаб по вертикальной оси,

$S_{обр}$ – площадь сечения образца.

Удельные потери в материале определяются выражением

$$p = S_n \cdot M_H \cdot M_B \cdot \frac{f}{\gamma}. \quad (9.22)$$

где S_n – площадь динамической петли,

γ – плотность материала,

f – частота.

Осциллографический способ очень нагляден и прост, поэтому нашел широкое применение. Он позволяет в широком диапазоне частот наблюдать динамические кривые, а также их изменение под влиянием подмагничивания постоянным полем и смены режима намагничивания. Недостаток способа – низкая точность (погрешность измерения B и H составляет 5÷10 %).

г) **Параметрический (мостовой) способ.**

Основан на измерении с помощью моста переменного тока индуктивности L_x и сопротивления R_x катушки, сердечником которой является испытуемый магнитный материал.

Примеры схем мостов приведены на рис. 9.13.

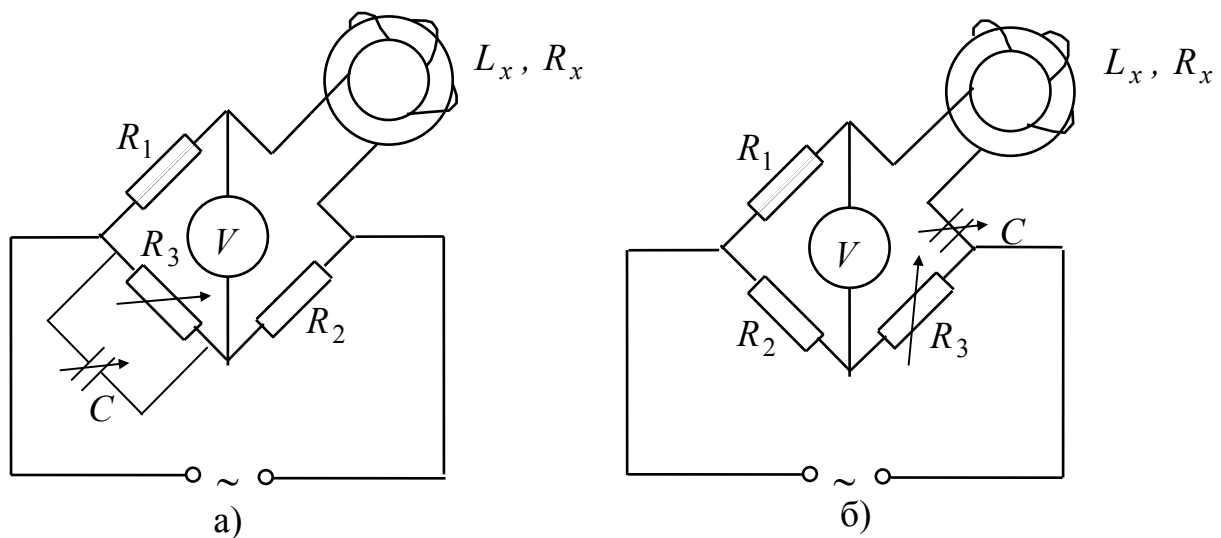


Рис. 9.13

Первую схему (рис. 9.13,а) используют обычно в частотном диапазоне 100 Гц – 100 кГц, на частотах до нескольких мегагерц используют резонансный мост (рис. 9.13,б).

Для схемы рис. 9.13.а

$$L_x = C \cdot R_1 \cdot R_2, \quad R_x = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_3}. \quad (9.23)$$

Для схемы рис. 9.13,б

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C}, \quad R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2}. \quad (9.24)$$

Амплитудная проницаемость определяется из соотношений

$$\mu_n = \frac{L_x \pi d_{cp}}{\mu_0 \omega S_{обр} \cos \delta}, \quad \operatorname{tg} \delta = \frac{R_x - R}{2\pi f \cdot L_x}, \quad (9.25)$$

где d_{cp} – средний диаметр образца,

$S_{обр}$ – площадь сечения образца,

δ – угол потерь,

R – активное сопротивление обмотки.

Удельные потери на гистерезис и вихревые токи

$$p = \frac{(R_x - R)I^2}{m}, \quad (9.26)$$

где m – масса образца,

I – сила тока в намагничивающей обмотке.

Напряженность поля определяют по силе тока в намагничивающей обмотке. Для измерения магнитной индукции необходимо на образец наносить дополнительную измерительную обмотку и измерять U_{cp} на ее зажимах.

Погрешность измерения на низких и звуковых частотах составляет $\pm 5\%$, на более высоких частотах не превышает $\pm 10\%$.

д) **Калориметрический метод.**

Используется для точного измерения потерь в магнитных материалах в широком диапазоне частот (до десятков МГц) и магнитных индукций. Потери определяют по изменению температуры среды, в которую помещен испытуемый образец. Погрешность определения потерь составляет 1–2%.

РАЗДЕЛ II. ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ. ДАТЧИКИ

Такие измерения обладают рядом преимуществ по сравнению с неэлектрическими методами, а именно:

- 1) позволяют осуществлять дистанционные измерения;
- 2) обеспечивают возможность автоматического преобразования, как информационных параметров, так и результатов измерения с целью введения поправок;
- 3) более удобны для задач автоматического управления;
- 4) возможно измерять как медленные, так и быстрые изменения величин;
- 5) обеспечивают широкий диапазон измерений;
- 6) обеспечить большое разнообразие видов измерений.

Основным звеном в процессе измерения является измерительный преобразователь (ИП) неэлектрической величины в электрическую. Часто расположенные вдали от непосредственно электрического измерительного прибора (ЭИП) первичные преобразователи называют датчиками. Датчик может состоять из нескольких ИП.

10. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

10.1. Характеристики измерительных преобразователей неэлектрической величины в электрическую

Метрологические характеристики:

1. Номинальная статическая характеристика преобразования ИП $y = F(x)$, где y - выходная, а x - входная величины ИП соответственно.

2. Чувствительность $S = \frac{\Delta y}{\Delta x}$.

3. Основная и дополнительная погрешности.

4. Полное выходное сопротивление $Z_{вых}$.

5. Динамические характеристики (быстродействие).

Неметрологические характеристики: габариты; масса; взрывобезопасность; устойчивость к механическим, тепловым, электрическим и другим перегрузкам; надежность; стоимость и т.д.

10.2. Структурные схемы электрических приборов для измерения неэлектрических величин

1. Схемы прямого преобразования.

В общем виде схема прибора представлена на рис. 10.1 и представляет собой последовательное соединение некоторого числа различных ИП и ЭИП.

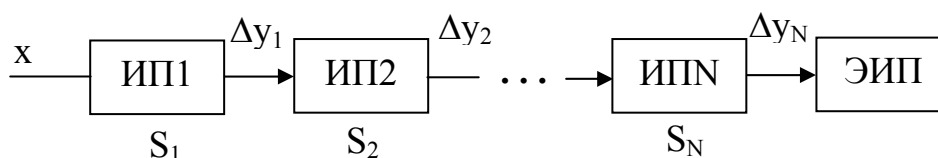


Рис. 10.1

Измеряемая неэлектрическая величина может неоднократно преобразовываться для согласования пределов ее измерения с пределом измерения ЭИП или для получения более удобного для ЭИП вида воздействия.

При этом общая чувствительность прибора:

$S = S_1 S_2 \dots S_N$, а погрешность измерения

$$\Delta y = S_2 S_3 \dots S_N \Delta y_1 + S_3 S_4 \dots S_N \Delta y_2 \dots + \Delta y_N, \quad (10.1)$$

т.е. погрешность преобразователей в такой схеме суммируется с соответствующими весами. Для уменьшения погрешностей используют специальные схемы включения ИП – дифференциальную и логометрическую. Одна из разновидностей дифференциальной схемы ИП приведена на рис. 10.2.

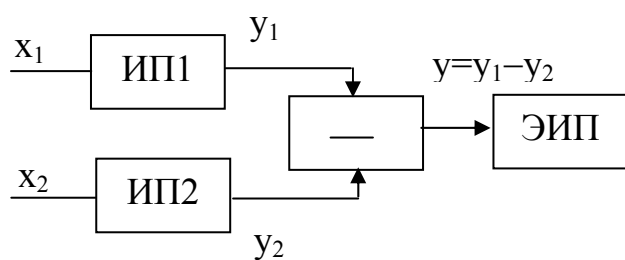


Рис. 10.2

Измеряемая величина действует на вход ИП, на вход другого действует величина той же природы, но имеющая постоянное значение, в частности, равное нулю. Выходные сигналы ИП1 и ИП2 вычитаются в вычитающем устройстве. Тогда второй канал прибора служит для компенсации

погрешностей, вызванных изменением условий работы устройства и для устранения аддитивной погрешности преобразователей. Вторая разновидность дифференциальной схемы ИП приведена на рис. 10.3.

Измеряемая величина x после некоторого преобразования в ИП1 воздействует на оба канала, причем при возрастании входной величины на входе одного канала (например, ИП2), на входе другого (ИП3) – она уменьшается на ту же величину. Выходные величины ИП2 и ИП3 вычитаются. В такой схеме аддитивные погрешности каналов уничтожаются, и при этом чувствительность прибора возрастает вдвое.

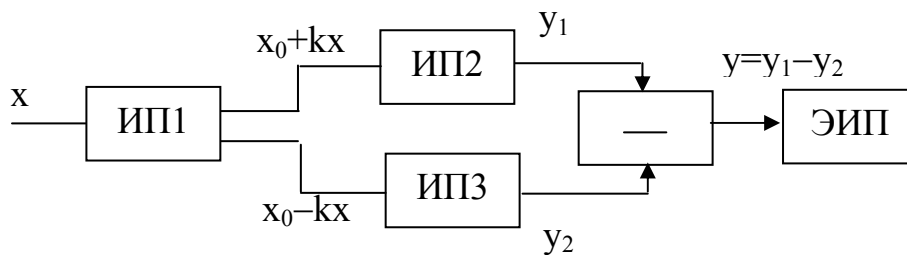


Рис. 10.3

Полной компенсации аддитивной погрешности и нелинейности характеристики преобразования на практике не получается из-за неидентичности каналов прибора.

Для уменьшения мультипликативной погрешности в схемах прямого преобразования используется логометрическая схема соединения ИП, представленная на рис. 10.4.

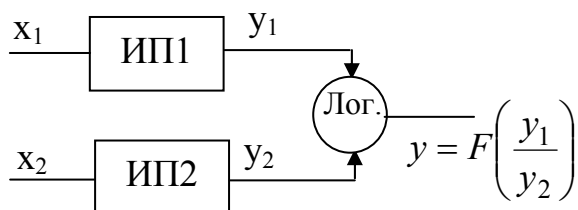


Рис. 10.4

Оба канала прибора одинаковы и находятся в одинаковых условиях. Выход – логометра Лог. представляет собой отношение

$$y = F \left[\frac{(S + \Delta S_1)x_1}{(S + \Delta S_2)x_2} \right] = F \left[\frac{x_1}{x_2} \right]. \quad (10.2)$$

при равенстве параметров каналов.

Естественно, что полная компенсация погрешности и в этой схеме невозможна из-за некоторой неидентичности ИП1 и ИП2.

2. Уравновешивающие (компенсационные) схемы преобразования.

Схема прибора представлена на рис. 10.5.

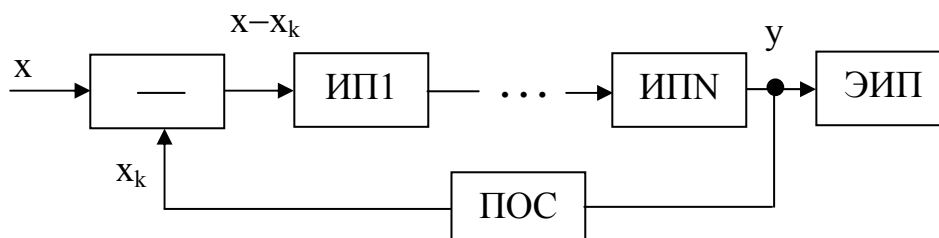


Рис. 10.5

Суть измерения заключается в уравновешивании измеряемой величины x такой же, но образцовой величиной x_k , формируемой преобразователем це-

пи обратной связи ПОС. Известно, что в устройствах с отрицательной обратной связью выходной параметр

$$y = \frac{S_{np} \cdot x}{1 + S_{np} \cdot S_{обр}}, \quad (10.3)$$

где S_{np} и $S_{обр}$ - чувствительности прямой цепи (ИП1÷ИПN) и цепи обратной связи (ПОС) соответственно. При петлевом усилении $S_{np} \cdot S_{обр} \gg 1$

$$y \approx \frac{x}{S_{обр}}, \quad (10.4)$$

т.е. параметры прибора определяются только цепью обратной связи, в которую обычно ставятся высокоточные образцовые элементы. Такие схемы имеют малую как аддитивную, так и мультипликативную погрешности, уменьшаются и динамические погрешности. Приборы обладают большой выходной мощностью, их показания мало зависят от нагрузки.

В зависимости от вида информационного электрического параметра все ИП делятся на параметрические и генераторные.

11. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Выходной величиной таких ИП является параметр электрической цепи (R, L, M, C). Для обеспечения процесса измерения с помощью таких ИП требуется внешний источник питания.

11.1. Реостатные преобразователи

Основаны на изменении электрического сопротивления проводника под влиянием входной величины – перемещения. Представляют собой реостат, подвижный контакт (щетка) которого перемещается под воздействием измеряемой неэлектрической величины. Существуют конструкции для измерения углового и линейного перемещения (рис. 11.1).

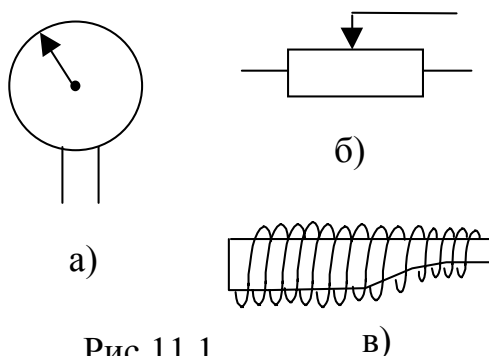


Рис.11.1

На каркас необходимой формы наматывается проволока с высоким удельным сопротивлением (платина с иридием, константан, нихром, фехраль). Габариты определяются значением измеряемого перемещения, сопротивлением катушки и допустимой мощностью. Для получения нелинейной функции преобразования исполь-

зуется профилирование каркаса реостата (рис. 11.1,в).

Статическая характеристика ИП носит дискретный ступенчатый характер, так как сопротивление при перемещении щетки изменяется скачкообразно с дискретом, равным сопротивлению одного витка. Для устранения дискретности в требуемых случаях применяют реохорды (движок скользит вдоль проволоки).

Измерительные цепи: равновесные и неравновесные мосты, делители напряжения (потенциометрическая схема включения – см. рис. 11.2).

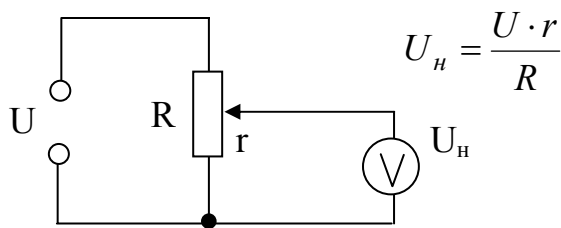


Рис. 11.2

Погрешности:

1) Температурная погрешность. С изменением температуры изменяется сопротивление реостата

$$R_t = R_0 (1 + \alpha \cdot t^\circ), \quad (11.1)$$

где R_t - сопротивление при температуре t° .

R_0 - сопротивление при нулевой температуре.

α - температурный коэффициент.

- 2) Погрешность дискретности.
3) Погрешность из-за нелинейности характеристики преобразования при потенциометрическом включении (из-за влияния R_{ex} вольтметра).

Достоинства:

- 1) Высокая точность преобразования.
- 2) Большие выходные сигналы.
- 3) Простота конструкции.

Недостатки:

- 1) Наличие скользящего контакта, что приводит к достаточно быстрому механическому износу реостата.
- 2) Необходимость больших перемещений контакта.

Область применения: для преобразования относительно больших перемещений и других неэлектрических величин, которые могут быть преобразованы в перемещение (усилие, давление, уровни жидкостей и т.д.).

11.2. Тензочувствительные ИП (тензорезисторы)

Основаны на тензоэффекте, заключающемся в изменении активного сопротивления проводника (полупроводника) под действием вызываемого в нем механического напряжения и деформации.

При деформации проводника (полупроводника) изменяется его длина и площадь поперечного сечения. Деформация кристаллической решетки приводит к изменению удельного сопротивления материала и, следовательно, к изменению сопротивления тензорезистора. Относительное изменение сопротивления тензорезистора

$$\frac{\Delta R}{R} = S \cdot \frac{\Delta l}{l},$$

где S – коэффициент тензочувствительности,

$\frac{\Delta l}{l}$ – относительное изменение длины (деформация) материала тензорезистора.

Проводниковые (проволочные, фольговые, пленочные) тензорезисторы изготавливаются из металлов (константан, никель и др.) и конструктивно представляют собой зигзагообразно уложенную и приклеенную к непроводящей подложке (бумага) проволоку толщиной $20 \div 50$ мкм или фольгу $4 \div 12$ мкм, или напыленную пленку (рис. 11.3). Устанавливают тензорезисторы (обычно приклеивают на объект) так, чтобы направление ожидаемой деформации совпадало с продольной ($x - x$) осью решетки. Коэффициент тензочувствительности определяется в основном материалом. Для константана $S = 1,9 \div 2,1$, для никеля – до 30.

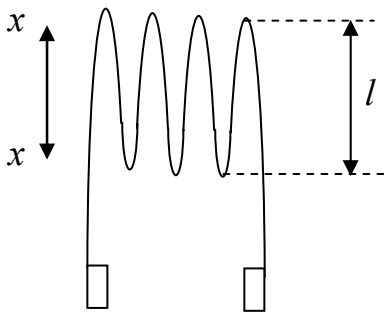


Рис. 11.3

Выпускаются тензорезисторы на номинальное сопротивление 50, 100, 200, 400 и 800 Ом. Полупроводниковые тензорезисторы – пластинки из монокристалла кремния или германия длиной $5 \div 10$ мм, толщиной $0,2 \div 0,8$ мм. Номинальное сопротивление $50 \div 800$ Ом. Чувствительность может быть как положительной, так и отрицательной ($|S| = 55 \div 130$).

Измерительные цепи: равновесные и неравновесные мосты.

Погрешности:

- 1) Сильная температурная зависимость сопротивления тензорезистора.
- 2) Большая неидентичность параметров тензорезисторов (до 10 % и более).

Достоинства:

- 1) линейность статической характеристики преобразования;
- 2) малые габариты и масса, простота конструкции.

Недостатки:

- 1) Относительно малая чувствительность.
- 2) Плохая воспроизводимость параметров.

Область применения: для измерения деформаций и других неэлектрических величин, которые могут быть преобразованы в деформацию – усилий, давлений, моментов, ускорений и т.д.

11.3. Терморезисторы

Основаны на зависимости электрического сопротивления проводников или полупроводников от температуры. По режиму работы делятся на:

- а) перегревные,
- б) без преднамеренного нагрева.

В первом случае электрический ток через резистор вызывает его собственный перегрев, зависящий от свойств среды. Такие терморезисторы используются для измерения скорости, плотности, состава среды и т.д.

Во втором случае температуру резистора определяет температура среды. Такие терморезисторы применяются для измерения температуры.

По виду материала, из которого изготовлены терморезисторы, различают:

- а) металлические терморезисторы (болометры);
- б) полупроводниковые терморезисторы.

Металлические изготавливаются обычно либо из меди, либо из платины, иногда используют никель. Конструктивно терморезисторы представляют собой защитную арматуру из нержавеющей стали, в которую помещают керамическую трубку, содержащую спираль из проволоки. Для электроизоляции и фиксации спирали трубку заполняют порошком безводного оксида алюминия (высокая теплопроводность, малая теплоемкость).

Температурная зависимость для медного терморезистора линейна и имеет вид

$$R_t = R_0(1 + \alpha t), \text{ где } \alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1} \quad (11.3)$$

при $-50 < t < 180^\circ \text{C}$.

$$\text{Для платины } R_t = R_0 [1 + At + Bt^2 + Ct^3(t - 100)], \quad (11.4)$$

$$\text{при } -200 < t < 0^\circ \text{C} \text{ и } R_t = R_0(1 + At + Bt^2),$$

при $0 < t < 650^\circ \text{C}$,

где R_0 - сопротивление при $t = 0^\circ \text{C}$, $A = 3,968 \cdot 10^{-3} \text{ К}^{-1}$, $B = 5,847 \cdot 10^{-7} \text{ К}^{-2}$, $C = -4,22 \cdot 10^{-12} \text{ К}^{-4}$.

Изготавливаются терморезисторы с начальными сопротивлениями равными: для платиновых – 1, 5, 10, 46, 50, 100 и 500 Ом, для медных – 10, 50, 53 и 100 Ом.

Платиновые терморезисторы используются для измерения температуры в диапазоне $-260 \div +1100^\circ \text{C}$ (специальные низкотемпературные для $-268 \div -183^\circ \text{C}$), медные терморезисторы – в диапазоне $-200 \div +200^\circ \text{C}$.

При включении терморезисторов без преднамеренного нагрева в измерительную цепь допустимое значение тока через резистор должно быть меньшим $10 \div 15$ мА. При этом изменение его сопротивления за счет нагрева измерительным током будет $< 0,1 \%$ от R_0 .

Полупроводниковые терморезисторы подразделяются на:

- а) термисторы,
- б) термодиоды и термотранзисторы.

Термисторы изготавливаются из окислов различных металлов: меди, кобальта, магния, марганца и т.д. Размалывают в порошок и спекают в столбики, шайбы, шарики, бусинки. Для защиты от внешней среды покрывают краской, помещают в металлический корпус, запаивают в стекло. С увеличением температуры сопротивление термисторов уменьшается, т.е. их температурный коэффициент сопротивления (ТКС) в отличие от металлических терморезисторов, отрицателен и значительно (в $10 \div 15$ раз) превышает ТКС меди и платины. Следовательно, термисторы обладают большей чувствительностью, чем металлические терморезисторы. Кроме того, термисторы могут иметь более высокие (до 1 МОм) сопротивления при малых размерах. Используются в диапазоне от -60°C до $+120^\circ\text{C}$.

Работа термодиодов и термотранзисторов (диапазон работы $-80 \div 150^\circ\text{C}$) в качестве терморезисторов основана на изменении сопротивления р-п-перехода. Фактически изменяется падение напряжения на переходе. Чувствительность по напряжению составляет 1,5-2 мВ/К, что значительно превышает чувствительность термопар.

Измерительные цепи для терморезисторов – мосты, логометрические приборы.

Погрешности:

- 1) отклонение характеристики преобразования от номинальной;
- 2) изменение сопротивления внешних цепей (соединительные провода, контакты).

Достоинства:

- 1) Достаточно высокая чувствительность, особенно у полупроводниковых терморезисторов.
- 2) Малая инерционность (высокое быстродействие).
- 3) Относительно малые размеры (особенно у термисторов).
- 4) Высокая надежность и малая стоимость.

Недостатки:

- 1) Малые значения начальных сопротивлений у металлических терморезисторов.
- 2) Узкий диапазон рабочих температур для полупроводниковых терморезисторов.

3) Плохая воспроизводимость характеристик для полупроводниковых терморезисторов.

Область применения: терморезисторы без преднамеренного перегрева применяются для измерения температуры и других физических величин, которые могут быть преобразованы в температуру. Перегрев терморезисторов применяется для измерения самых различных физических величин, так как теплообмен резистора, а, следовательно, его температура и сопротивление, определяются его конструкцией, а также составом, плотностью, теплопроводностью, вязкостью, скоростью перемещения, разряженностью и другими физическими свойствами газовой или жидкой среды, в которой резистор находится.

11.4. Электролитические (кондуктометрические) преобразователи

Основаны на зависимости электрического сопротивления раствора электролита от его концентрации, площади соприкосновения с электродами и других факторов.

На рис. 11.4 приведена лабораторная электролитическая ячейка, представляющая собой сосуд с электролитом, в котором укреплены два электрода.

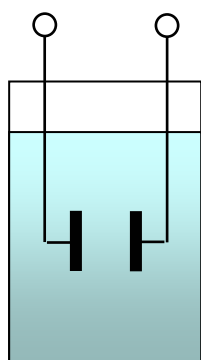


Рис. 11.4

Для промышленных измерений применяются проточные преобразователи, для которых стенки сосуда (металл) являются одним из электродов.

Измерительные цепи: мостовые.

Погрешности:

1) Сильное влияние на проводимость электролита температуры окружающей среды. Устраняют термостатированием преобразователей, либо включением в измерительную схему цепей термокомпенсации с медными терморезисторами (ТКС меди и электролитов примерно равны, но имеют противоположные знаки).

2) За счет электролиза раствора при протекании измерительного тока. Для устранения этого явления мостовые схемы питают переменным током частотой $300 \div 1000$ Гц.

Области применения: для измерения концентрации раствора, а также перемещений, скорости, температуры и т.д.

11.5. Индуктивные (в том числе трансформаторные) преобразователи

Основаны на зависимости индуктивности или взаимной индуктивности обмоток на магнитопроводе от положения, геометрических размеров и магнитного состояния элементов их магнитной цепи.

Известно, что величина индуктивности обмотки на магнитопроводе

$$L = \frac{\omega^2}{Z_m}, \quad (11.5)$$

а величина взаимной индуктивности

$$M = \frac{\omega_1 \omega_2}{Z_m}, \quad (11.6)$$

где ω - число витков обмотки;

Z_m - магнитное сопротивление магнитопровода.

Величина Z_m является функцией величины воздушного зазора магнитопровода δ , сечения воздушного участка магнитопровода S , магнитной проницаемости μ , потерь мощности за счет вихревых токов P , магнитного потока Φ и т.д. Следует отметить, что у чисто индуктивных ИП выходным информативным параметром является индуктивность L обмотки. А у трансформаторных ИП информативным является напряжение $U_{\text{вых}}$, снимаемое с выходной обмотки, при подаче на входную обмотку переменного напряжения $U_{\text{вх}}$ с внешнего источника питания. Напряжение $U_{\text{вых}}$ меняется в зависимости от взаимной индуктивности M входной и выходной обмоток ИП. Поэтому индуктивные и трансформаторные ИП включаются в разные измерительные цепи. Как чисто индуктивные, так и трансформаторные ИП могут быть дифференциальными, т.е. такими, у которых при изменении входной величины, две выходные величины получают одно и то же приращение, но с противоположными знаками. Измерительные цепи производят вычитание выходных величин, в результате чего увеличивается чувствительность ИП, уменьшается нелинейность характеристики преобразования, уменьшается влияние внешних факторов.

На рис. 11.5 приведены примеры индуктивных и трансформаторных преобразователей для различных физических величин.

На рис. 11.5,а представлен индуктивный ИП с изменяющимся зазором δ . Зависимость $L = F(\delta)$ нелинейная. Применяется обычно при малых X (0,01÷5 мм).

На рис. 11.5,б приведен индуктивный ИП с изменяющимся сечением зазора S . Зависимость $L = F(S)$ линейна, но чувствительность меньше. Применяется при $X=10\div15$ мм.

На рис. 11.5,в и 11.5,г представлены схемы дифференциальных индуктивного и трансформаторного ИП соответственно. У трансформаторного ИП

выходные обмотки включены встречно, поэтому в исходном состоянии $U_{\text{вых}\sim} = 0$.

На рис. 11.5,д приведена схема магнитоупругого индуктивного датчика (может быть и трансформаторным) для измерения силы F , приложенной к магнитопроводу. Сила F вызывает напряжение σ в магнитопроводе, в результате чего меняется магнитная проницаемость μ и изменяется магнитное сопротивление Z_m , а, следовательно, изменяются L или M .

Для преобразования угловых перемещений часто используют трансформаторные ИП, состоящие из неподвижного статора и подвижного ротора с обмотками. Обмотку статора питают переменным напряжением.

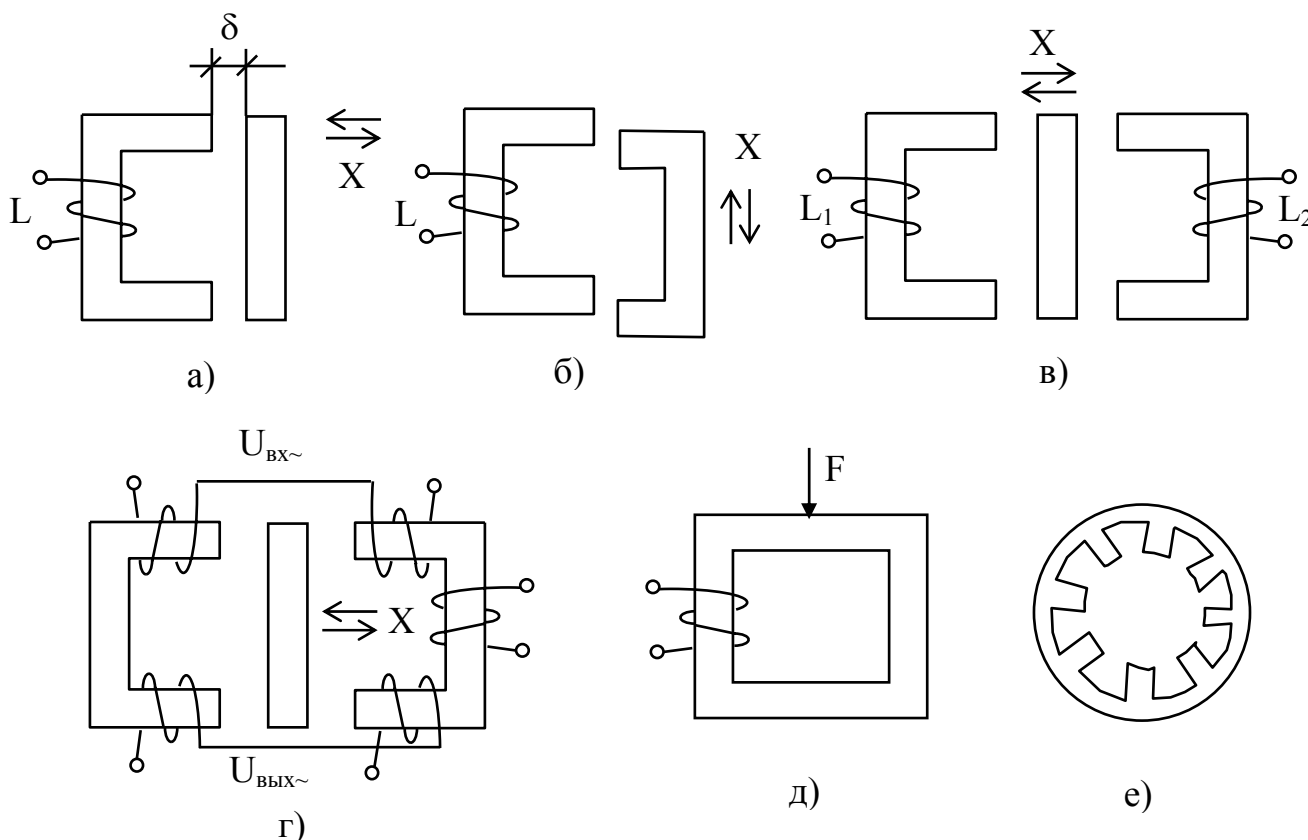


Рис. 11.5

Поворот ротора вызывает изменение значения и фазы наводимой в обмотке ротора ЭДС. При повороте ротора на угол $\alpha = \frac{\pi}{p}$, где p - число полюсов статора, фаза ЭДС меняется на 180° . Такие ИП применяются при измерении больших угловых перемещений. С целью увеличения чувствительности (разрешающей способности) созданы индуктосины, принцип действия которых аналогичен вышесказанному. Особенность их в том, что ротор и статор имеют обмотки в виде радиального растра (см. рис. 11.5,е), изготовленного

печатным способом, что позволяет получить большое количество p полюсных шагов обмотки (уменьшить α).

Конструкция и габариты индуктивных ИП определяются диапазоном изменения измеряемой величины и требуемой мощностью выходного сигнала.

Измерительные цепи: равновесные и неравновесные мосты для чисто индуктивных ИП, а для трансформаторных ИП – вольтметры или компенсаторы.

Достоинства:

- 1) Значительные по мощности выходные сигналы.
- 2) Простота конструкции, высокая надежность.

Недостатки:

- 1) Обратное воздействие ИП на исследуемый объект (реакция якоря). Дело в том, что при протекании измерительного тока через обмотки, возникает электромагнитное поле, противодействующее первичному возмущению.
- 2) Высокая инерционность (относительно малое быстродействие).

Область применения: для преобразования линейных и угловых перемещений, а также усилий, давлений, моментов и прочих физических величин.

11.6. Емкостные преобразователи

Основаны на зависимости электрической емкости конденсатора от размеров, взаимного расположения его обкладок и от диэлектрической проницаемости среды между ними. Емкость плоского конденсатора определяется выражением

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

где ε_0 - электрическая постоянная;

ε - относительная диэлектрическая проницаемость среды между обкладками;

S - активная площадь обкладок;

δ - расстояние между обкладками.

Таким образом, емкость конденсатора является функцией величин ε , S и δ , что используется для построения ИП.

На рис. 11.6 приведены примеры таких преобразователей.

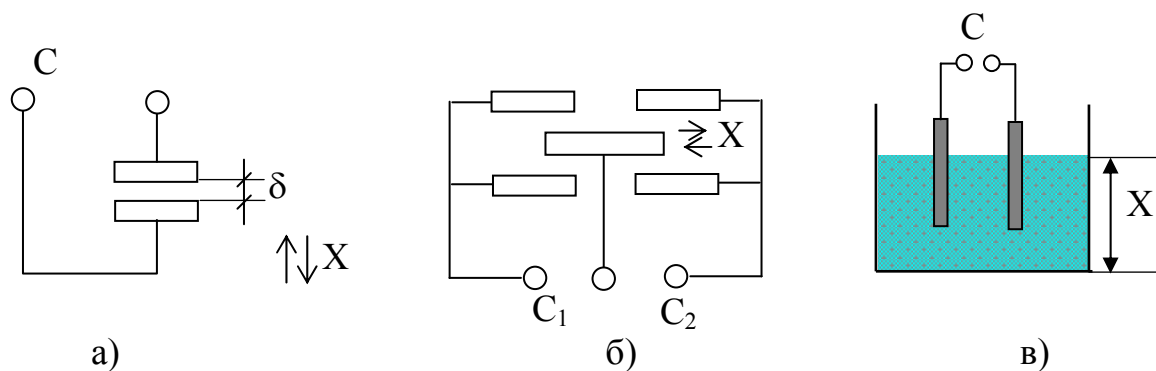


Рис. 11.6

На рис. 11.6,а приведена схема ИП с меняющимся расстоянием между пластинами. Зависимость $C = F(X)$ нелинейна. Чувствительность увеличивается с уменьшением δ . Применяется при малых X (до 1 мм).

На рис. 11.6,б представлена схема дифференциального ИП с переменной активной площадью пластин. Причем, путем профилирования пластин возможно получить требуемую характеристику преобразования $C = F(S)$. Применяется для сравнительно больших линейных и угловых перемещений (более 1 мм).

На рис. 11.6,в приведен датчик с изменяющейся диэлектрической проницаемостью.

Измерительные цепи: мостовые схемы и резонансные контура. Последние обладают высокой чувствительностью – до 10^{-7} мм. Особенностью схем, вследствие относительно малой емкости C , является потребность питания их напряжением высокой частоты для увеличения сигнала измерительной информации и уменьшения шунтирования сопротивлением изоляции.

Достоинства:

- 1) Простота конструкции.
- 2) Высокая чувствительность.
- 3) Малая инерционность.

Недостатки:

- 1) Сильное влияние внешних электрических полей, температуры, влажности.
- 2) Относительная сложность цепей включения и необходимость в источниках питания высокой частоты.

11.7. Ионизационные преобразователи

Основаны на явлении ионизации газа или люминесценции некоторых веществ под воздействием ионизирующего излучения.

В общем виде ИП представляет собой сосуд с газом и двумя электродами, к которым подведено питающее напряжение (см. рис. 11.7,а).

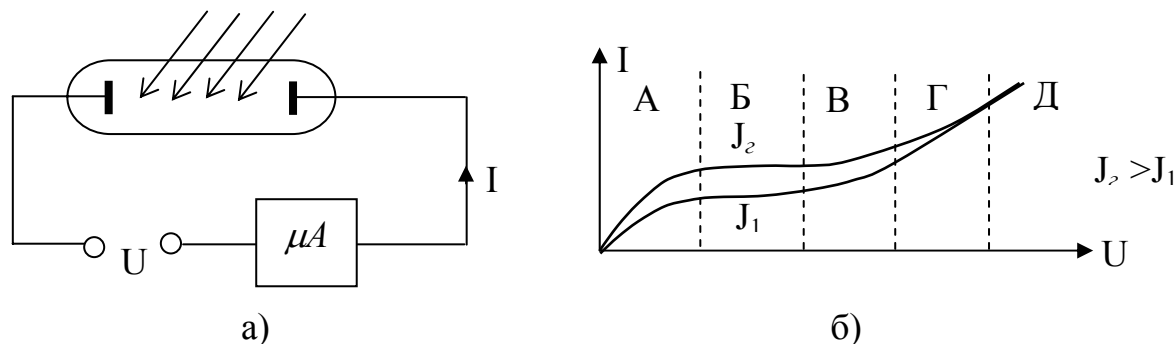


Рис. 11.7

Под воздействием излучения газ ионизируется и возникает ионизационный ток I . Величина его зависит от приложенного к электродам напряжения U , от плотности и состава газа, размера камеры и электродов, свойств и интенсивности J ионизирующего излучения и т.д.

На рис. 11.7,б приведена зависимость тока ИП от величины напряжения U и интенсивности излучения J . На участке А с ростом U увеличивается количество ионов газа, доходящих до электродов (линейная зависимость от U). На участке Б ток не зависит от U , так как все ионы участвуют в формировании тока (участок насыщения). На участке В происходит рост тока за счет вторичной ионизации, а на участке Г ток уже практически не зависит от первичной ионизации, участок Д – это непрерывный разряд, ток I не зависит от интенсивности излучения J .

Ионизирующее излучение: α, β, γ - излучения, реже рентгеновские лучи и нейтронное излучение. α -лучи – большая ионизационная способность, но легко поглощаются. β -лучи – меньшая ионизационная, но большая проникающая способность. γ -лучи ($\lambda = 10^{-8} \div 10^{-11}$ см) – большая проникающая способность.

Для измерения степени ионизации используются ионизационные камеры (участок А и Б вольт-амперной характеристики), ионизационные счетчики – пропорциональные, Гейгера-Мюллера, полупроводниковые (участки В и Г). Иногда используются сцинтиляционные счетчики (люминесцентные) – основаны на появлении световых вспышек (сцинтилляций) в некоторых веществах

– фосфорах (активированный серебром сернистый цинк, сернистый кадмий и др.) под воздействием излучения.

Измерительные цепи. Так как токи ИП малы – порядка $10^{-10} \div 10^{-15}$ А, то для его измерения последовательно с преобразователем ставят большое сопротивление ($10^9 \div 10^{10}$ Ом). Полученное напряжение усиливают и измеряют милливольтметрами, потенциометрами.

Погрешности:

1) С течением времени интенсивность излучения источника уменьшается за счет естественного распада.

2) Ядерный распад носит случайный характер как по времени распада и по траектории частицы распада, так и по захвату частиц веществом. Для уменьшения случайной погрешности необходимо увеличить время измерения.

Достоинства:

1) Возможность бесконтактных измерений.

2) Отсутствие влияния изменения внешних условий (температура, давление, напряжение питания и др.).

Недостаток: необходимость применения биологической защиты.

Область применения: измерения плотности и состава веществ, геометрических размеров, изделий, механических величин и т.д. Особенностью является возможность работы с агрессивными и взрывоопасными средами, при их больших давлениях и высоких температурах.

11.8. Фотоэлектрические преобразователи

Основаны на зависимости величины фототока или сопротивления ИП от освещенности преобразователя. Различают три вида преобразователей: с внешним фотоэффектом, с внутренним фотоэффектом и фотогальванические.

К преобразователем с **внешним фотоэффектом** относятся вакуумные и газонаполненные фотоэлементы и фотоэлектронные умножители (ФЭУ). Фотоэлементы представляют собой вакуумированную колбу с двумя электродами – анодом и катодом. При освещении фотокатода он эмитирует электроны. Если между катодом и анодом приложить напряжение, то в преобразователе будет протекать фототок, величина которого пропорциональна интенсивности света.

Газонаполненный фотоэлемент содержит газ. Благодаря ионизации газа (при достаточном напряжении питания) происходит усиление тока фотоэмиссии (до 6-7 раз). Чувствительность таких преобразователей выше, чем у вакуумных. Еще большей чувствительностью обладает ФЭУ. Это вакуумный элемент с системой электродов (динодов), обеспечивающих последовательное усиление (до нескольких сотен тысяч раз) фототока за счет вторичной

эмиссии электронов на каждом диноде. ФЭУ используются для измерения очень малых световых потоков – до 10^{-5} лк.

Преобразователи с **внутренним фотоэффектом** (фоторезисторы) выполняются в виде пластинки с контактами из фоточувствительного полупроводникового материала или этот материал наносится слоем на некоторую подложку. Обычно используются сернистый кадмий, селенистый кадмий или сернистый свинец, определяющие спектральную характеристику фоторезистора. При освещении возбуждение электронов полупроводника увеличивается, что приводит к уменьшению сопротивления фоторезистора. При не-

больших освещенностях зависимость сопротивления фоторезистора $R = \frac{U}{I_\phi}$

линейна. Здесь U - напряжение, приложенное к фоторезистору, I_ϕ - фототок.

При больших освещенностях пропорциональность нарушается. Чувствительность фоторезисторов определяется кратностью изменения их сопротивления

$$K = \frac{R_T}{R_{200}},$$

где R_T - темновое сопротивление;

R_{200} - сопротивление при освещенности в 200 лк.

K может достигать величины порядка 10^5 . Инерционность характеризуется постоянной времени τ . Для селенисто-кадмиевых фоторезисторов $\tau \approx 0,5 \div 20$ мс, для сернисто-кадмиевых $\tau = 1 \div 140$ мс.

Фотогальванические преобразователи представляют собой приборы с р-п-переходом – фотодиоды и фототранзисторы, фотоварикапы. В фототранзисторе совмещены фотодиод и усилитель фототока.

Фотодиоды могут работать в фотодиодном или генераторном (вентильном) режимах. В фотодиодном режиме на преобразователь подают запирающее напряжение. При увеличении освещенности возрастает обратный ток диода, причем зависимость тока от освещенности практически линейна. Значение темнового тока диода сильно зависит от температуры. Фотодиоды - малоинерционные преобразователи (постоянная времени порядка $10^{-7} \div 10^{-8}$ с).

В генераторном режиме фотодиод сам является источником фототока, величина которого определяется степенью освещенности.

Принцип действия фотоварикапа основан на изменении емкости р-п-перехода под действием потока оптического излучения. Фотоварикапы из арсенида галлия имеют удельную емкость до 500 пФ/мм² и относительное изменение емкости на единицу потока света (светочувствительность) порядка 240 мВт⁻¹.

Измерительные цепи: для преобразователей с внешним фотоэффектом и фотогальванических преобразователей, вследствие малости фототоков, производят преобразование тока в напряжение на высокоомном образцовом сопротивлении и измеряют полученное напряжение с предварительным усилением его. Фоторезисторы и фотодиоды включаются в мостовые цепи, реже в цепь делителя напряжения. Чаще используются дифференциальные или компенсационные измерительные цепи.

Погрешности: погрешность достаточно велика, определяется старением, усталостью и зависимостью параметров преобразователей от температуры, отклонением от номинальной характеристики.

Достоинства:

- 1) Высокая чувствительность фотопреобразователей.
- 2) Высокое быстродействие (ФЭУ, фотодиоды).
- 3) Возможность измерения без механического контакта с объектом измерения.

Недостатки:

- 1) Сильная зависимость характеристик фоторезисторов и фотодиодов от температуры.
- 2) Относительно малое быстродействие газонаполненных фотоэлементов.

Область применения. Для измерения освещенностей и других (несветовых) величин, которые могут быть преобразованы в силу света (концентрации растворов, частота и скорость углового и линейного перемещения и т.д.).

12. ГЕНЕРАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Выходной величиной ИП является ЭДС или заряд, функционально связанный с измеряемой неэлектрической величиной. Дополнительный источник питания для ИП не нужен.

12.1. Термоэлектрические преобразователи

Основаны на термоэлектрическом эффекте, возникающем в цепи термопары.

Термопара представляет собой два отрезка проволоки, изготовленных из разнородных проводников (или полупроводниковых) и соединенных одним концом (рис. 12.1).

Соединение 1 называется горячим (или рабочий конец термопары), а 2 и 2' - холодными концами термопары (или свободные концы). При разных температурах спаев 1 и холодных концов между контактами 2 и 2' возникает

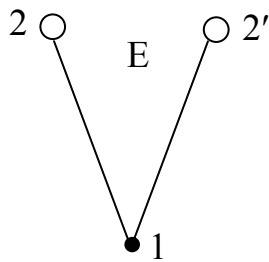


Рис. 12.1

термоЭДС, величина которой определяется разностью температур спая и концов $E = F(t_1, t_2)$. В общем случае эта зависимость нелинейна. Подключение соединительных проводов и измерительных приборов не меняет величины термоЭДС, если они находятся при одинаковой температуре с 2, 2'.

Прибор для измерения термоЭДС может быть включен и в разрыв одного из термоэлектродов, при условии соединения концов 2 и 2'.

Конструктивно термопара представляет собой защитную арматуру в виде трубки из жаропрочной стали, в которую вставляются термоэлектроды, изолированные друг от друга керамикой. Градуируют термопары обычно при температуре свободных концов $t_2 = 0^\circ \text{C}$.

Для изготовления термопар применяют различные материалы. Наибольшее распространение получили термопары хромель-алюмель (диапазон рабочих температур $-200 \div +1000^\circ \text{C}$, термоЭДС $E(100^\circ \text{C}, 0^\circ) = 4,1 \text{ мВ}$), хромель-копель ($-200 \div 600^\circ \text{C}$, $E = 6,9 \text{ мВ}$), платинородий-платина ($0 \div 1300^\circ \text{C}$, $E = 0,64 \text{ мВ}$), вольфрамовый (5%) – вольфрамовый (20%) ($0 \div 2200^\circ \text{C}$, $E = 1,33 \text{ мВ}$) и др.

Свободные концы термопары должны находиться при постоянной температуре. Но не всегда можно обеспечить это условие на небольшом относительно расстоянии от рабочего спая. В этом случае используют удлинительные термоэлектроды, причем чаще всего из материалов, отличных от материалов основных термоэлектродов (вследствие достаточно высокой стоимости последних). При этом необходимо, чтобы места присоединения удлинительных электродов к основным имели одинаковую температуру, а сами удлинительные электроды были термоэлектрически идентичны основной термопаре. Например, для термопары хромель-алюмель удлинительные электроды изготавливаются из меди и константана.

Измерительные цепи: магнитоэлектрические милливольтметры с предварительным усилением термоЭДС и потенциометры постоянного тока, в том числе автоматические.

Погрешности.

- 1) Отличие от номинальной характеристики.
- 2) Погрешность термоЭДС, обусловленная изменением температуры свободных концов термопары.
- 3) Погрешность, обусловленная изменением внешнего сопротивления соединительных контактов и проводов в зависимости от температуры, степени окисления и т.д.).

Достоинства: широкий диапазон рабочих температур.

Недостатки.

- 1) Относительно малая чувствительность.
- 2) Необходимость обеспечения постоянства температуры свободных концов термопары (иногда применяется термостатирование).

Область применения. Для измерения температуры и других физических величин, которые преобразуются в температуру.

12.2. Индукционные преобразователи

Основаны на использовании закона электромагнитной индукции, согласно которому ЭДС, индуцированная в катушке

$$e = -\frac{d\psi}{dt}, \quad (12.1)$$

где потокосцепление $\psi = \omega\Phi = \omega BS$, а ω - число витков катушки, Φ - проходящий через нее магнитный поток, B - индукция магнитного поля, S - площадь, через которую проходит магнитный поток. ЭДС в катушке может наводиться при изменении любой из величин ω , B и S .

Индукционные преобразователи служат для измерения скорости линейных и угловых перемещений. Если выходной сигнал проинтегрировать или продифференцировать во времени, то измеряться будет соответственно перемещение или ускорение. Наибольшее распространение нашли в приборах для измерения угловой скорости (тахометрах) и в приборах для измерения параметров вибраций.

Пример схемы преобразователя линейной скорости вибраций приведен на рис. 12.2.

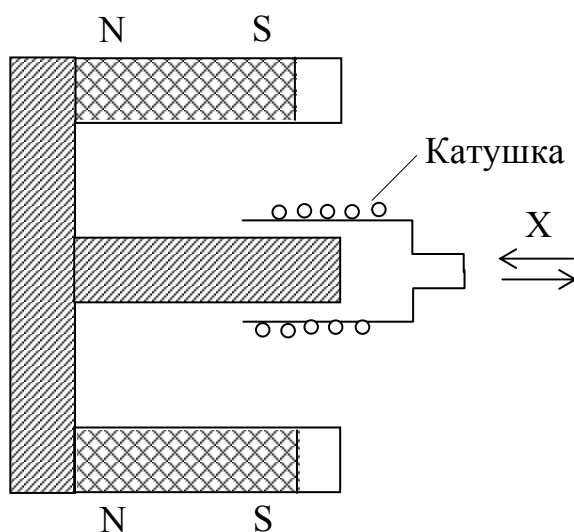


Рис. 12.2

Катушка, намотанная на каркас, находится в цилиндрическом воздушном зазоре. Кольцевой постоянный магнит (N–S) создает постоянное магнитное поле. При движении катушки ЭДС наводится в той ее части, которая находится внутри магнитной системы, за счет изменения количества витков этой части. Так как ЭДС генерируется только при движении катушки в магнитном поле, то возможно измерение скорости вибрации, когда ее амплитуда меньше нескольких сантиметров.

Для измерения угловой скорости вибраций катушку располагают на валу, который находится между полюсными наконечниками постоянного магнита. Вал поворачивается, потокосцепление катушки меняется, в ней возникает соответствующая ЭДС.

Тахометрические преобразователи чаще всего представляют собой электромашинные генераторы. На рис. 12.3 приведена схема синхронного преобразователя (т.е. частота ЭДС равна или кратна частоте вращения вала) с вращающимся постоянным магнитом.

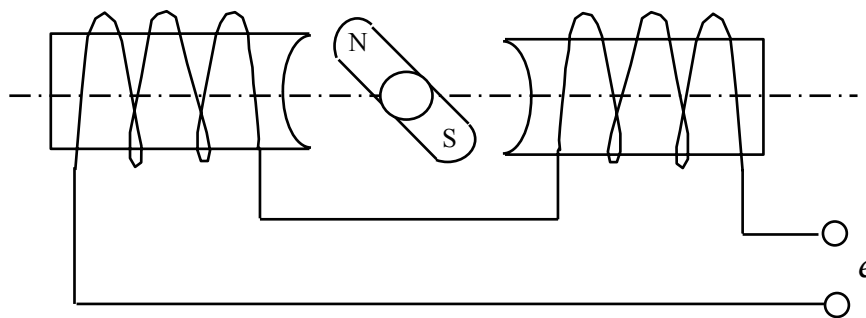


Рис. 12.3

Такие преобразователи состоят из статора с обмоткой и ротора с постоянным магнитом (или наоборот). При вращении ротора, жестко связанного с валом, частоту вращения которого необходимо измерить, изменяется магнитный поток, проходящий через обмотку, и в ней индуцируется переменная ЭДС. Частота ЭДС определяется соотношением

$$f = \frac{n \cdot p}{60},$$

где n - частота вращения об/мин;
 p - число пар полюсов обмотки.

Существуют тахометрические генераторы и постоянного тока. В таких преобразователях об угловой скорости судят по величине ЭДС.

Достаточно широкое распространение нашли и импульсные тахометрические преобразователи. Такой преобразователь (рис. 12.4) представляет со-

бой катушку с разомкнутым сердечником, установленную возле вала, частота вращения которого измеряется.

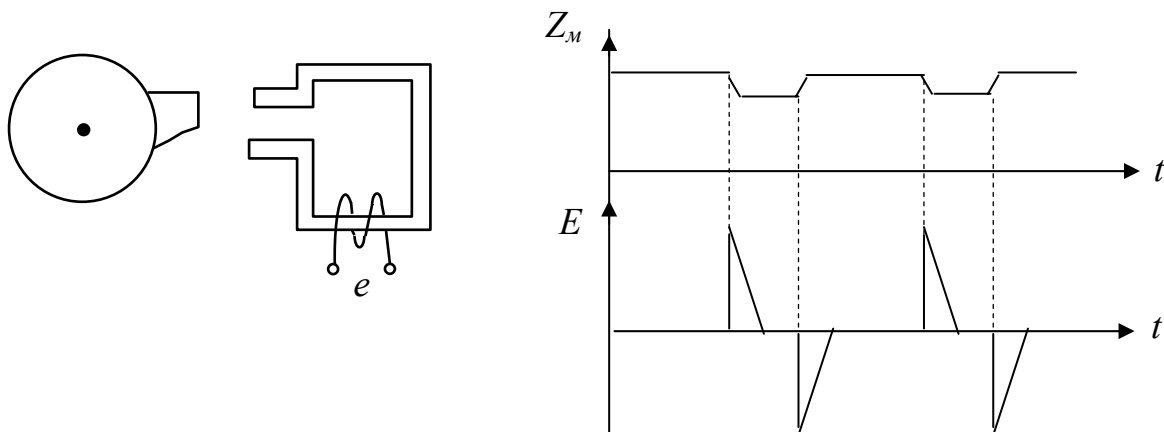


Рис. 12.4

На валу монтируются один или несколько ферромагнитных зубцов. При вращении вала зубец проходит вблизи зазора намагниченного сердечника катушки и уменьшает магнитное сопротивление Z_m сердечника. В соответствии с этим изменяется магнитный поток, проходящий через катушку, и в ней индуцируется ЭДС в виде двуполярных импульсов, частота которых пропорциональна частоте вращения вала и измеряется частотомером.

Измерительные цепи: милливольтметры постоянного или переменного напряжения, иногда с предварительным усилением ЭДС, частотомеры для импульсных тахометрических преобразователей.

Погрешности.

- 1) За счет изменения магнитного поля во времени и от температуры.
- 2) Погрешность, определяемая величиной потребляемого измерителем от преобразователя тока. Измерительный ток, проходя через катушку, создает магнитное поле, направленное, согласно правилу Ленца, против основного поля. Это явление называется реакцией якоря. Характеристика преобразования становится нелинейной.
- 3) Изменение сопротивления обмоток за счет изменения температуры.

Достоинства:

- 1) простота конструкции, высокая надежность;
- 2) высокая чувствительность.

Недостаток: ограниченный частотный диапазон измеряемых величин.

12.3. Пьезоэлектрические преобразователи

Основаны на использовании прямого пьезоэлектрического эффекта, заключающегося в появлении электрических зарядов на поверхности некоторых кристаллов (кварц, турмалин, сегнетова соль и др.) под влиянием механических напряжений.

Преобразователь (рис. 12.5) представляет собой вырезанную из кристалла пластинку, границы которой перпендикулярны оптической оси OZ, механической оси OY и электрической оси OX. На грани перпендикулярные оси OX наносятся электроды.

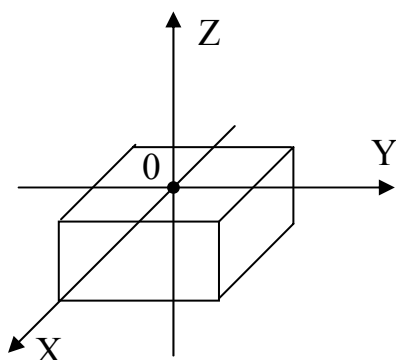


Рис. 12.5

При воздействии на пластинку силы F_x вдоль оси OX или силы F_y вдоль оси OY на гранях, перпендикулярных OX появляется заряд $q = d_{11}F_x$ или $q = d_{12}\left(\frac{S_x}{S_y}\right)F_y$, (12.2)

где S_x и S_y - площади граней, перпендикулярных осям OX и OY соответственно, d_{11}, d_{12} - пьезоэлектрические модули.

Для кварца $d_{11} = d_{12} = 2,31 \cdot 10^{-12} \frac{\text{К}}{\text{Н}}$.

Возникновение заряда под воздействием F_x называется продольным пьезоэффектом, а возникновение заряда под действием F_y - поперечным пьезоэффектом. Механическое воздействие на пластинку вдоль оптической оси не вызывает появления зарядов.

Основной материал, из которого изготавливают преобразователи – кварц, обладающий высокой механической прочностью, отличными изоляционными качествами, слабой зависимостью характеристик от температуры, высокой стабильностью характеристик во времени. При предельной рабочей температуре 573°C (температура Кюри) кварц теряет свои пьезоэлектрические свойства. Широкое распространение нашла также пьезокерамика – это поляризованная керамика из титаната бария, титаната и цирконата свинца. Свойства керамик зависят от их технологии изготовления и поляризующего напряжения. Пьезоэлектрический модуль для титаната бария $d = (4,35 \div 8,35) \cdot 10^{-11} \frac{\text{К}}{\text{Н}}$. Керамики обладают меньшим диапазоном рабочих температур (для титаната бария до 115°C), имеют достаточно хорошую температурную стабильность, но временная стабильность значительно ниже, чем у кварца. Действие пьезоэлектрического преобразователя основана на прямом пьезоэффекте. При этом выходной величиной преобразователя является на-

пряжение на электродах $E = \frac{q}{C}$, где q - пьезоэлектрический заряд, а C – емкость между электродами.

ЭДС преобразователя довольно значительна – единицы вольт. Однако если сила постоянна, то измерить ЭДС очень трудно, поскольку заряд мал и быстро стекает через входное сопротивление вольтметра. Поэтому такие преобразователи используются для измерения только переменных сил, образующих переменную ЭДС, которую легко измерить (основное требование к вольтметру – высокое входное сопротивление – до $10^{11} \div 10^{15}$ Ом). В качестве измерителя используются электронные вольтметры с предварительным усилением входного сигнала.

Находят применение и пьезорезонаторы, в которых используется одновременно и прямой и обратный пьезоэффекты. Обратный пьезоэффект заключается в том, что при подаче на пластинку переменного напряжения, возникают механические колебания, резонансная частота f_p , которых определяется толщиной пластины h , модулем упругости E и плотностью ее материала ρ . При включении пластины в контур генератора, при изменении значений h , E , ρ под влиянием механических или температурных воздействий частота f_p изменится. То есть выходным параметром преобразователя в этом случае становится частота.

Измерительные цепи: электронные вольтметры с высоким входным сопротивлением, электронные частотомеры.

Погрешности.

1) За счет нестабильности параметров входной цепи измерителя. Вибрация соединительных кабелей, изменения температуры и влажности изменяют $R_{вх}$ и $C_{вх}$, что приводит к изменению выходного напряжения преобразователя (изменяется чувствительность ИП).

2) Гистерезис или нелинейность характеристики преобразования из-за несовершенства материала преобразователя.

3) Погрешность, обусловленная поперечным пьезоэффектом.

4) За счет наводок от внешних электромагнитных полей.

5) Погрешность, обусловленная зависимостью характеристик материала от температуры.

Достоинства: высокая стабильность свойств.

Недостатки:

1) Возможность измерения только переменных величин.

2) Достаточно жесткие требования к измерительным приборам в части стабильности входных параметров.

Области применения: используются для измерения переменных усилий, давлений, параметров вибраций, ускорений, температур и т.д.

12.4. Гальванические преобразователи

Основаны на зависимости ЭДС гальванической цепи от химической активности ионов электролита, т.е. от концентрации ионов и окислительно-восстановительных процессов в электролите.

Применяются для определения реакции раствора (кислая, нейтральная, щелочная), которая зависит от активности водородных ионов раствора, а также для измерения концентрации ионов в растворе.

Суть процессов, происходящих при погружении металлического электрода в раствор, состоит в следующем. Положительные ионы металла переходят в раствор, и электрод получает отрицательный заряд. Образованная разность потенциалов между электродом и раствором препятствует переходу ионов металла и при определенной разности потенциалов растворение электрода прекращается. При равновесии электрический потенциал электрода зависит от концентрации ионов в растворе и поэтому может служить для определения их концентрации.

Дистиллированная вода имеет хоть и небольшую, но вполне определенную проводимость за счет диссоциации на ионы $\text{H}_2\text{O} \rightleftharpoons \text{H}^+ + \text{OH}^-$. Причем ионное произведение $k = a_{\text{H}^+} \cdot a_{\text{OH}^-}$, где a_{H^+} и a_{OH^-} - концентрации соответствующих ионов в моль/л, постоянно и при $t^\circ = 22^\circ \text{C}$ $k = 10^{-14}$. Для чистой воды $a_{\text{H}^+} = a_{\text{OH}^-} = \sqrt{k} = 10^{-7}$. Если в воде растворить кислоту, то концентрация ионов H^+ увеличится, а концентрация ионов OH^- станет меньше за счет воссоединения части ионов H^+ с ионами OH^- .

Для кислого раствора $a_{\text{H}^+} > a_{\text{OH}^-}$, соответственно для щелочного раствора $a_{\text{H}^+} < a_{\text{OH}^-}$, при постоянстве k .

За единицу измерения кислотности принят водородный показатель

$$pH = -\lg a_{\text{H}^+}, \quad (12.3)$$

а приборы для его измерения называются pH -метрами. Их первичными преобразователями служат гальванические преобразователи, в которых роль металлического электрода играет водород с ионами H^+ .

Гальванический преобразователь (рис. 12.6) состоит из двух полуэлементов.

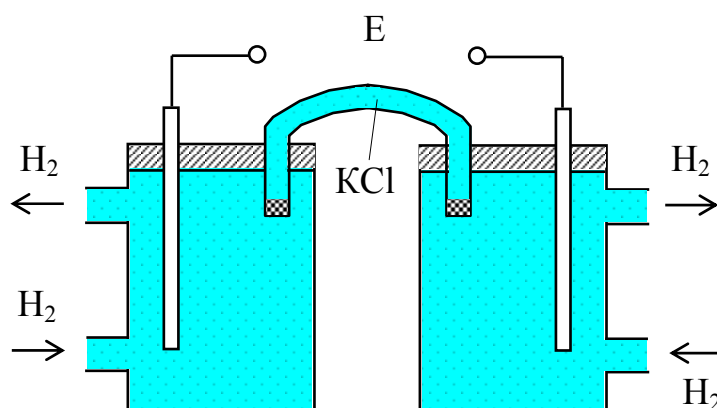


Рис. 12.6

Так как измерить абсолютное значение пограничного потенциала нельзя, то измеряют его относительное значение по отношению к раствору с известными характеристиками. Каждый полуэлемент содержит платиновый электрод, покрытый платиновой чернью, погруженный в электролит и обдуваемый водородом, и трубку с раствором KCl, гальванически соединяющую растворы полуэлементов.

Развиваемая разность потенциалов

$$E = C \cdot T \cdot \ln \frac{a_{H^+X}}{a_{H^+обр}}, \quad (12.4)$$

где C – газовая постоянная;

T – температура в К;

a_{H^+X} – измеряемая концентрация ионов;

$a_{H^+обр}$ – образцовая концентрация ионов.

Если измерение производится при использовании в качестве образцового раствора с нормальной концентрацией ионов $a_{H^+}=1$ г/л при $t=18^\circ\text{C}$, то

$$E = 0,058 \ln a_{H^+X} = -0,058 pH.$$

В приборах промышленного типа вместо водородных электродов используются более удобные сурьмяные, хлорсеребряные или стеклянные электроды. Они позволяют измерять pH в пределах от 0 до 14 с высокой точностью.

Измерительные цепи: электронные вольтметры, компенсаторы, потенциометры.

Погрешности.

1) За счет конечного $R_{вх}$ измерительной цепи. При измерении ЭДС через раствор протекает ток, происходит электролиз, что приводит к погрешно-

сти. Для уменьшения используются электронные вольтметры с предварительным усилением с $R_{вх} > 10^{11}$ Ом.

2) При протекании измерительного тока на большом внутреннем сопротивлении электролита падает напряжение, что приводит к погрешности измерения.

3) Температурная погрешность. При изменении температуры значительно меняется активность ионов (окислительно-восстановительные процессы). Для уменьшения погрешности вводятся термокомпенсирующие цепи или вносятся температурные поправки.

12.5. Гальвано-магнитные преобразователи

Основаны на физических эффектах, возникающих в находящихся в магнитном поле твердых телах при движении в них заряженных частиц (при протекании тока). Известны эффекты Холла и Гаусса.

Эффект Холла заключается в возникновении ЭДС на боковых гранях помещенной в магнитное поле полупроводниковой пластинки, если по ней протекает ток. Эффект Гаусса, или магниторезистивный эффект, проявляется в аналогичных условиях в изменении электрического сопротивления пластины. Оба эффекта проявляются одновременно, и каждый из них ослабляет другой. Выбирая соответствующим образом конструкцию и состав материала преобразователя, усиливают один эффект, ослабляя другой, и получают либо преобразователь Холла, либо магниторезистивный преобразователь. Магниторезистивные преобразователи не получили широкого распространения, поэтому более подробно рассмотрим преобразователи Холла (рис. 12.7).

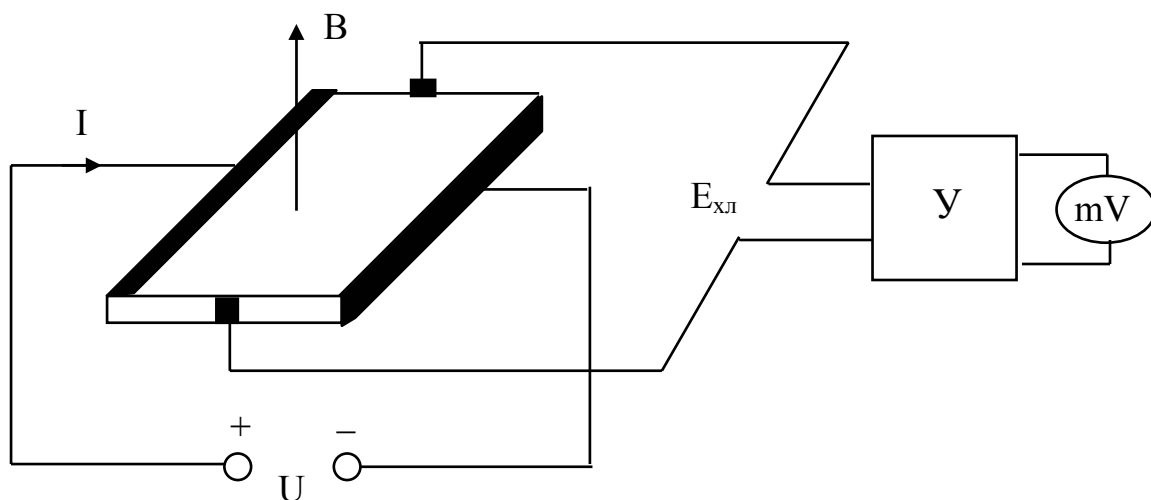


Рис. 12.7

Через полупроводниковую пластину (или пленку), плоскость которой расположена перпендикулярно магнитному полю с индукцией B протекает постоянный ток I . Токовые электроды выполняются по всей ширине граней пластинки, что обеспечивает равномерное распределение входного тока по сечению преобразователя. Потенциальные (холловые) электроды расположены в центральной части других граней пластинки. В магнитном поле носители заряда под действием сил Лоренца изменяют свою траекторию, вследствие чего на одной из боковых граней концентрация зарядов одного знака увеличивается, в то время как на противоположной грани уменьшается. Возникающая при этом ЭДС Холла определяется выражением

$$E_{хл} = \frac{R_{хл}IB}{h}, \quad (12.5)$$

где $R_{хл}$ - постоянная Холла, зависящая от материала пластинки;
 h - толщина пластинки.

Таким образом, выходная величина преобразователя пропорциональна произведению тока и магнитной индукции, что может быть использовано для измерения различных физических величин.

Измерительные цепи: милливольтметры с предварительным усилением, потенциометры.

Погрешности:

1) Нелинейность характеристики (0,1-10% при изменении индукции B в пределах 0÷10 Тл).

2) Нестабильность чувствительности (0,1÷1 % в год).

3) Наличие и дрейф остаточного напряжения (ЭДС Холла при $B=0$).

4) Температурная погрешность.

Основная погрешность при малых B обычно составляет десятые доли процента.

Достоинства. Возможность измерения как постоянных, так и переменных магнитных полей. Хорошее пространственное разрешение благодаря малым размерам преобразователя.

Недостаток. Сравнительно большая зависимость ЭДС Холла от температуры.

Область применения. Измерение магнитных полей и измерение неэлектрических величин, которые могут быть преобразованы в ток и магнитную индукцию.

В дальнейшем рассмотрим некоторые виды приборов для измерения конкретных неэлектрических величин с применением вышеуказанных измерительных преобразователей.

13. ИЗМЕРЕНИЕ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

13.1. Измерение температуры

Приборы, представляющие собой сочетание преобразователя температуры (терморезистора, термотранзистора, термистора, термопары, пьезоэлектрического преобразователя) с электрическим измерительным прибором, называют электрическими термометрами. В зависимости от типа используемого ИП приборы называются термометрами сопротивления, термоэлектрическими термометрами, термотранзисторными и т.д. Термометры предназначены для контактного измерения температуры. Приборы для бесконтактного измерения температуры, использующие энергию излучения нагретых тел, называются пирометрами.

13.1.1. Электрические термометры сопротивления

Представляют собой терморезистор, термотранзистор, термистор, включенный в измерительную цепь – чаще всего равновесный или неравновесный мост. На рис. 13.1 приведена схема термометра в виде неравновесного моста.

Измерителем разбаланса является логометр – в этом случае устраняется влияние изменения напряжения питания U_{num} . Сопротивление R_0 служит для уравнивания моста при начальной измеряемой температуре (не всегда равной нулю). Сопротивление R_y (уравнительное) дополняет сопротивление внешней цепи (сопротивление проводов $R_{л1}$, $R_{л2}$, контактов и т.д.) до нормированного значения, принятого при градуировке прибора (0,6; 5; 15; 25 Ом): R_k (контрольное сопротивление) равно сопротивлению R_T , соответствующему определенной отметке на шкале прибора, предназначен для выставления R_y .

R_k при калибровке включают вместо R_T и изменяют R_y до тех пор, пока стрелка логометра *Лог.* не станет на указанную отметку шкалы. После этого R_k закорачивают. Показания логометра градуируют в значениях температуры.

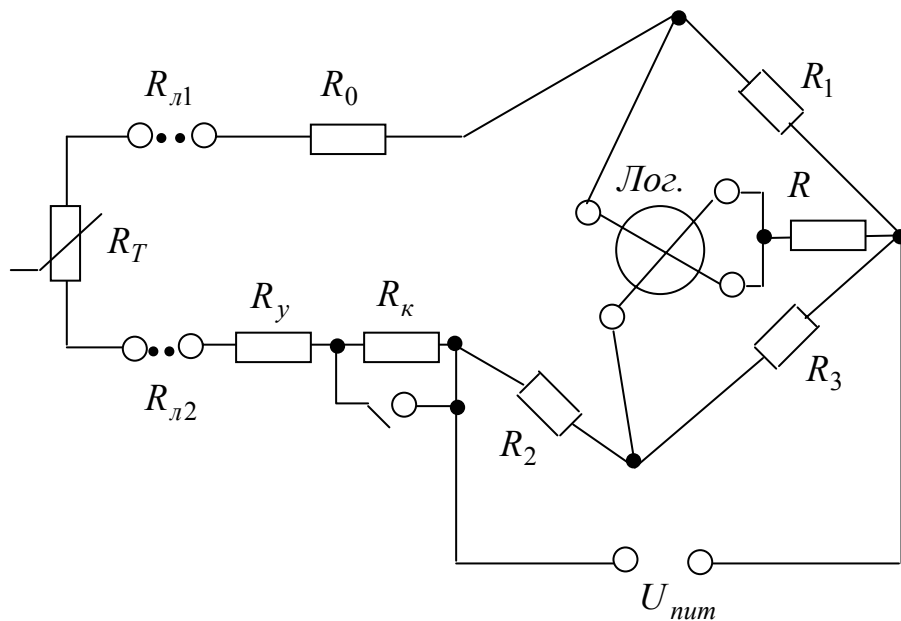


Рис. 13.1

Такая схема включения терморезистора называется двухпроводной (т.к. к R_T идет два провода). В такой схеме достаточно велика погрешность за счет изменения сопротивления проводов (зачастую достаточно длинных) при колебаниях температуры окружающей среды. Для устранения этой погрешности применяют трехпроводную схему включения (к R_T подводят три провода). При этом два провода включают в смежные плечи моста (т.е. их сопротивления уравнивают друг друга), а третий провод включают в диагональ питания (т.е. изменение его сопротивления не нарушает баланса моста). В настоящее время вместо аналоговых милливольтметров широкое распространение находят цифровые приборы.

Для построения термометров в виде равновесных мостов выпускаются автоматические мосты класса точности 0,25; 0,5, при использовании в качестве ИП стандартных медных и платиновых терморезисторов.

13.1.2. Термоэлектрические термометры

Состоят из термоэлектрических ИП (термопары) и милливольтметра или компенсатора (рис. 13.2).

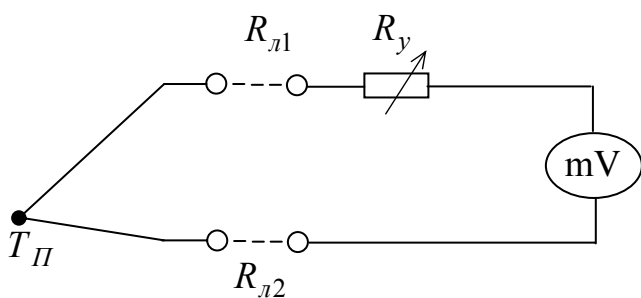


Рис. 13.2

R_y - уравнивающее сопротивление, служит для подгонки внешнего сопротивления $R_{внеш}$ до значения, принятого при градуировке прибора.

$$R_{внеш} = R_T + R_{пров} + R_y,$$

где R_T - сопротивление термопары; $R_{пров}$ - сопротивление удлинительных ($R_{л1,2}$) и соединительных проводов.

При измерении термоЭДС E может предварительно усиливаться. Шкала милливольтметра градуируется в градусах. Обязательно указывается тип используемой термопары и выбранное значение $R_{внеш}$.

Погрешности:

1) За счет изменения сопротивления термопары при изменении измеряемой температуры. Сильно зависит от глубины погружения термопары в горячую зону. Для уменьшения погрешности необходимо выбирать глубину погружения в соответствии с паспортными данными термопары.

2) Из-за тепловых потерь преобразователя за счет рассеивания тепла с холодного конца термопары. Поэтому температура горячего спая термопары не равна измеряемой температуре.

3) За счет изменения величины термоЭДС при изменении температуры свободных концов термопары.

4) Из-за изменения сопротивления проводов и катушек милливольтметра при изменении температуры окружающей среды.

Для уменьшения погрешностей применяются различные методы. Так для устранения влияния изменения сопротивления термопары и проводов применяют измерительные приборы с большим внутренним сопротивлением,

т.к. $U_V = E \frac{R_V}{R_{внеш} + R_V}$. Для устранения изменения E за счет изменения тем-

пературы свободных концов вводят поправки – либо просто добавляют (с учетом знака) поправку к показаниям прибора, либо выставляют корректором стрелку вольтметра на рассчитанное значение поправки (полуавтоматический метод) или вводят в измерительную цепь термокомпенсирующий неравновесный мост с медным термосопротивлением (автоматический метод). В последнем случае происходит компенсация изменения термоЭДС напряжением моста.

Для измерения ЭДС термопары также используют автоматические компенсаторы, имеющие значительно меньшую погрешность (меньше основная

погрешность, чем у милливольтметров, компенсируют влияние изменения сопротивлений термопары и проводов, автоматически исключают изменения термоЭДС из-за температуры свободных концов термопары). Выпускаются автоматические компенсаторы класса точности $0,25 \div 0,5$.

13.1.3. Пьезоэлектрические (кварцевые) термометры

Состоят из кварцевого термопреобразователя, включенного в контур генератора, и частотомера.

Характеристика преобразования ИП

$$f_t = f_0 + S_f \cdot t^\circ,$$

где f_t и f_0 - частоты колебаний генератора при измеряемой температуре t и $t^\circ = 0^\circ \text{C}$, соответственно, S_f - чувствительность ИП. Обычно $S_f = 200 \div 1000$ Гц/К, что позволяет определять изменение температуры порядка $0,01 \div 0,001^\circ \text{C}$. Кварцевые термометры работают в диапазоне температуры от -260°C до 500°C , но наименьшую погрешность ($0,05 \div 0,005^\circ \text{C}$) они имеют в диапазоне $0 \div 100^\circ \text{C}$. Высокая точность достигается за счет повышенной стабильности параметров преобразователя и высоких метрологических характеристик частотомеров. К недостаткам можно отнести ограниченную взаимозаменяемость ИП, объясняемую большим разбросом параметров от образца к образцу.

13.1.4. Пирометры

Пирометрами называют приборы для измерения температуры, работа которых основана на измерении энергии излучения нагретых тел. Достоинством их является то, что они не искажают температурного поля объекта за счет бесконтактного измерения и не имеют ограничения для расширения предела измерений в сторону высоких температур.

Следует отметить, что количество энергии в лучах длиной волны от λ до $(\lambda + \Delta\lambda)$ при $\Delta\lambda \rightarrow 0$ излучаемой телом с единицы поверхности в единицу времени называют монохроматической интенсивностью излучения J_λ . Количество лучистой энергии, излучаемой при данной температуре единицей поверхности тела в единицу времени для всех длин волн (λ от 0 до ∞) называют интегральной интенсивностью излучения S . Величины J_λ и S определяются температурой тела. Причем излучение реальных тел отличается от излучения теоретического абсолютно черного тела, т.е.

$$J_\lambda = \varepsilon_\lambda J_{\lambda q}; \quad S = \varepsilon \cdot S_q \quad (13.1)$$

где ε_λ и ε - коэффициенты неполноты излучения, они меньше 1, а $J_{\lambda q}$ и S_q - энергии излучения абсолютного черного тела.

Измерение температуры путем измерения монохроматической интенсивности J_λ проводят оптическими цветовыми пирометрами. Измерение температуры путем измерения интегральной чувствительности излучения S проводят радиационными пирометрами.

Значения ε_λ и ε различны для разных тел, определяются большим количеством трудно учитываемых факторов (состав вещества, состояние поверхности тела, температура и т.д.), поэтому градуировку пирометров производят по излучению абсолютно черного тела.

а) Оптический пирометр

В таких приборах яркость исследуемого тела сравнивают с образцовой яркостью нити фотометрической лампы. Схема прибора приведена на рис. 13.3.

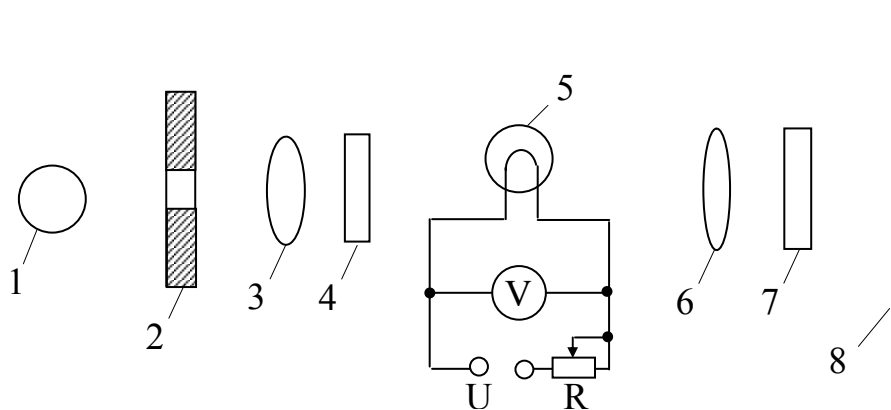


Рис. 13.3

1 – исследуемое тело; 2 – диафрагма; 3 – объектив;
4 – ослабляющий светофильтр; 5 – фотоэлектрическая
лампа; 6 – окуляр; 7 – красный светофильтр; 8 – плос-
кость изображения

В телескопе пирометра имеются объектив и окуляр, с помощью которых добиваются получения четкого изображения тела и лампы в одной плоскости. Изменяя ток в лампе реостатом R , добиваются совпадения яркости нити лампы и исследуемого тела. Отсчет производится по шкале вольтметра, проградуированного в градусах температуры абсолютно черного тела. Иногда для повышения точности применяют компенсаторы постоянного тока. Для создания монохроматического излучения используют красный светофильтр ($\lambda = 0,62 \div 0,73$ мкм). Нить лампы может нагреваться только до температуры порядка 1400°C . Поэтому для увеличения диапазона измерения применяется ослабляющий светофильтр, уменьшающий яркость исследуемого тела в известное число раз. Прибор отличается высокой точностью – относительная

погрешность до 1%. Основная причина погрешности – неполнота излучения реальных тел (из-за того, что $\varepsilon_\lambda < 1$).

Недостаток – трудность автоматизации измерений.

Существуют фотоэлектрические яркостные пирометры, использующие уравнивающее преобразование и работающие в автоматическом режиме. В них яркость исследуемого тела компенсируется яркостью образцовой лампы, включенной в цепь обратной связи прибора. Погрешность порядка 1 %. Обычно такие приборы имеют несколько диапазонов измерений, переключаемых сменой диафрагмы.

б) Радиационные пирометры

Схема прибора приведена на рис. 13.4.

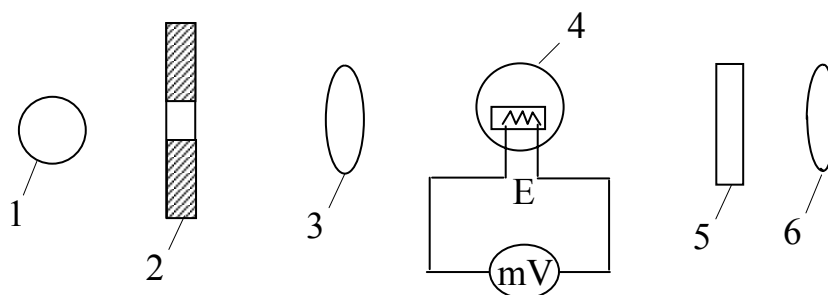


Рис. 13.4

1 – исследуемое тело; 2 – диафрагма, 3 – объектив;
4 – термобатарея, 5 – светофильтр, 6 – окуляр

Интегральная интенсивность излучения исследуемого тела воспринимается термобатареей (батареей последовательно включенных термопар). Прибор с помощью объектива и окуляра настраивают так, чтобы вся энергия излучения попадала на термопары. Возникающую при этом термоЭДС E измеряют милливольтметром или компенсатором (иногда с предварительным усилением), проградуированным в значениях температуры. Для защиты глаз при наводке оптической системы прибора на объект предусмотрен светофильтр.

Основная погрешность – за счет неполноты излучения реальных тел ($\varepsilon < 1$). Точность радиационных пирометров ниже точности оптических пирометров, но в них существует возможность автоматизации измерений.

13.2. Измерение толщины

Для измерения толщины в зависимости от диапазона изменения измеряемой величины, материала тел и покрытий, условий измерений применяются различные ИП.

На рис. 13.5 приведен пример использования дифференциального индуктивного ИП, включенного в неравновесный мост, питаемый стабилизированным источником переменного напряжения СИН.

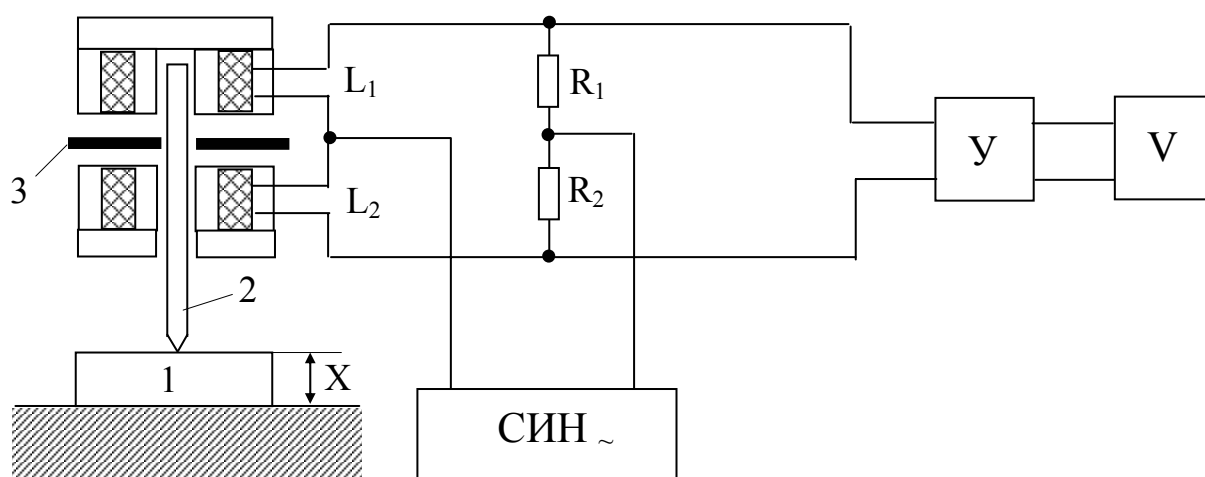


Рис. 13.5

При изменении толщины детали 1 подпружиненный контактирующий стержень 2 и жестко связанный с ним якорь 3 опускается или поднимается относительно своего начального положения (начальной толщины детали). Изменяются величины индуктивностей L_1 и L_2 , появляется напряжение разбаланса моста (L_1 , L_2 , R_1 , R_2), которое после усиления усилителем $У$ измеряется вольтметром V , проградуированным в значениях либо самой толщины X , либо в значениях отклонения толщины ΔX от начального значения X_0 .

Измеряемые изменения толщины при использовании такого ИП невелики (до 1 мм), погрешность измерения – единицы мкм. Основной недостаток – прямой контакт датчика с измеряемой деталью, причем требуется определенное давление на деталь. Возникают проблемы износа, особенно если деталь движется.

Индуктивные и трансформаторные датчики нашли широкое распространение при измерении толщины изделий из ферромагнитных материалов или при измерении толщины немагнитных покрытий таких материалов. В таких приборах полюса магнитных сердечников прижимаются к поверхности деталей или покрытий без зазоров (например, рис. 13.6).

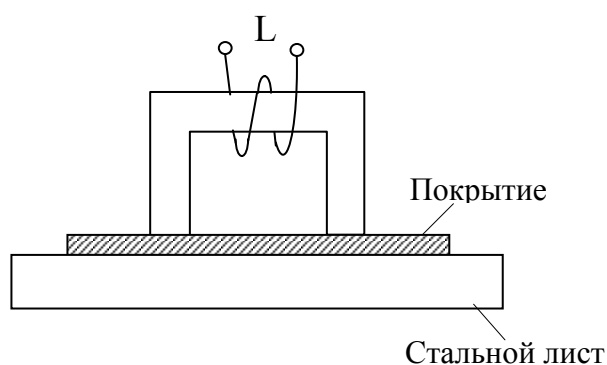


Рис. 13.6

Датчики включают в измерительные цепи в виде равновесных или неравновесных мостов, иногда используют аналоговые или цифровые измерители индуктивности. Выходное напряжение трансформаторных датчиков измеряют вольтметрами. Все приборы градуируются в значениях толщины.

Для уменьшения погрешностей применяют дифференциальные преобразователи. Дифференциальное включение ИП применяется также

при измерении отклонения толщины изделий от номинального значения – один датчик прикладывается к измеряемой детали, другой – к образцовой.

Для измерения толщины диэлектрической ленты может быть использован емкостной датчик (рис. 13.7).

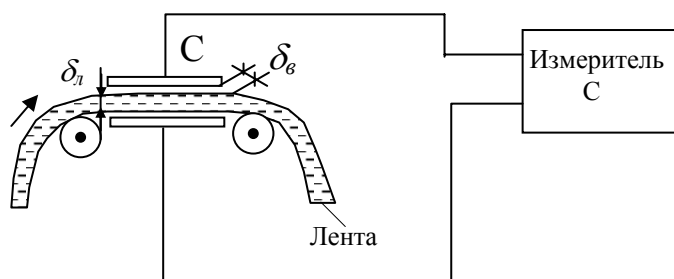


Рис. 13.7

Величину емкости плоского конденсатора C можно представить в данном случае последовательным соединением двух конденсаторов – одного с воздушным зазором δ_v , другого с диэлектриком толщиной δ_l и диэлектрической проницаемостью ϵ_l . Естественно, что при изменении толщины ленты δ_l общая

емкость C конденсатора будет меняться. Характеристика преобразования нелинейна. В качестве измерительных цепей используются измерители емкости.

Для измерения толщины могут использоваться и ионизационные датчики. Ослабление излучения определяется плотностью вещества и его толщиной и не зависит от рода вещества и его состояния:

$$J = J_0 e^{-\mu_m \cdot \rho \cdot X},$$

где J_0 и J - интенсивности начального излучения и излучения на выходе изделия, μ_m - коэффициент ослабления, ρ - плотность вещества, X - толщина.

γ -излучение обладает высокой проникающей способностью, применяется для измерения толщины тяжелых металлов и листов большой толщины.

β -излучение применяется для определения толщины легких металлов, картона, текстиля, кожи и т.д. (максимальная толщина алюминия – 4,5 мм).

13.3. Измерение уровней жидкости и сыпучих материалов

Измерители уровня жидкости делятся на две группы:

- 1) уровнемеры с поплавком постоянного погружения;
- 2) уровнемеры, основанные на использовании физических свойств жидкости.

Показания приборов первой группы мало зависят от вида и свойств жидкости. Датчик такого уровнемера (рис. 13.8) имеет поплавок, плавающий на поверхности жидкости и преобразователь его вертикального перемещения в электрическую величину (чаще всего реостатный).

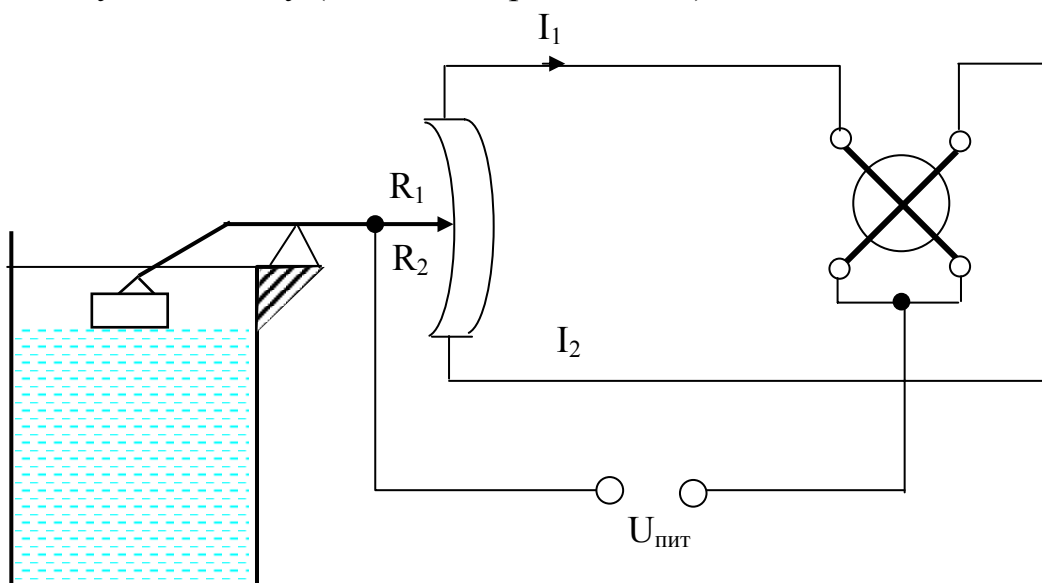


Рис. 13.8

При перемещении поплавка меняются значения сопротивлений R_1 и R_2 , следовательно, меняются и токи I_1 и I_2 в катушках логометрического измерителя. Меняются его показания. Шкала логометра градуируется в единицах уровня или количества жидкости. Применение логометра устраняет погрешность за счет изменения напряжения питания $U_{пит}$. Основная погрешность за счет изменения плотности жидкости – меняется глубина погружения поплавка.

Вторая группа приборов более разнообразна по принципу действия. Широкое распространение нашли буйковые уровнемеры. Они основаны на зависимости эффективного веса буйка (поплавков переменного погружения) от глубины его погружения, т.е. от уровня жидкости. Эффективный вес (или сила) может быть преобразована в электрическую величину с помощью самых различных ИП: индуктивных трансформаторных, тензометрических и т.д. Следует отметить, что в рамках Государственной системы приборов (ГСП)

созданы стандартные преобразователи силы в унифицированный электрический ток $0 \div 5$ мА или $0 \div 20$ мА (датчик ГСП с силовой компенсацией).

Пример использования такого преобразователя в буйковом уровнемере приведен на рис. 13.9.

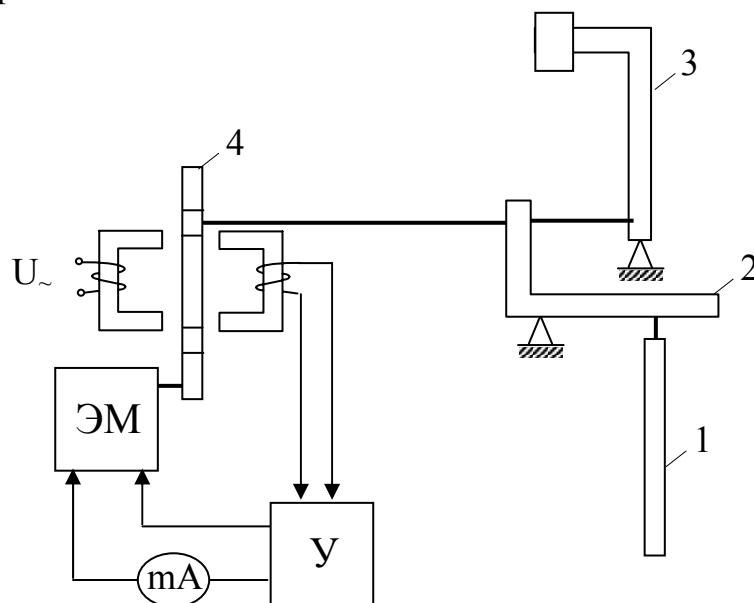


Рис. 13.9

1 – буй; 2 – рычаг; 3 – противовес; 4 – сердечник трансформатора ИП

Противовес уравнивает начальный вес буйка. Эффективный вес буйка с помощью рычажной системы приводится к сердечнику трансформаторного датчика. Изменение выходного напряжения трансформатора усиливается усилителем $У$ и подается на электромагнит $ЭМ$, так что движение сердечника за счет веса буйка уравнивается (компенсируется) воздействием электромагнита. Величина тока электромагнита, пропорциональна эффективному весу буйка, показания миллиамперметра градуируются в значениях уровня жидкости.

Диаметр буйка меняется от 6 до 140 мм, длина от 0,04 до 16 м. Класс точности такого уровнемера при измерении до 1 м составляет $1,0 \div 1,5$. При большем пределе измерения – 1,5.

Также широко используются емкостные уровнемеры. Преобразователь представляет собой два электрода (коаксиальные трубы, тросики, стальные ленты и т.д.), помещенные в резервуар с жидкостью или сыпучими материалами. Для работы с электропроводными материалами применяют фторопластовую изоляцию электродов. Диапазон измерения – до 20 м. Классы точности – $0,5 \div 2,5$.

Для измерения уровней агрессивных жидкостей и материалов или материалов, находящихся при высокой температуре или давлении, используются ионизационные датчики (рис. 13.10).

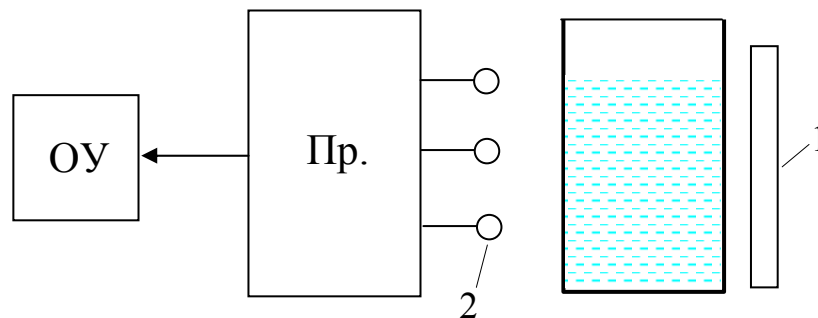


Рис. 13.10

1 – источник излучения; 2 – ионизационные счетчики

Источник излучения может быть выполнен в виде проволоки, расположенной по высоте резервуара. Для расширения диапазона измерения используются несколько счетчиков, разнесенных по высоте. Преобразователь *Пр.* обрабатывает выходные сигналы счетчиков, отсчетное устройство *ОУ* градуируется в значениях уровня.

Уровнемеры второй группы при изменении вида жидкости (вследствие изменения физических свойств) должны переградуироваться.

13.4. Измерение силы

Для прямого измерения силы применяются магнитоупругие и пьезоэлектрические ИП. Но для работы магнитоупругих датчиков необходимы сравнительно большие величины сил. Диапазон таких измерителей силы (динамометров) порядка $10^5 \div 10^6$ Н. Точность относительно мала. Применение пьезоэлектрических датчиков ограничивается измерением динамических (изменяющихся) сил. Поэтому широкое применение нашли динамометры с промежуточным преобразованием силы в перемещение (преобразователь – пружина). Деформация X пружины $X = \frac{F}{C}$, где F - приложенная сила, C – жесткость пружины.

На рис. 13.11 приведена конструкция такого динамометра. При растягивании пружины, якорь дифференциального трансформаторного ИП смещается, вызывая изменение выходного напряжения датчика. Измеритель этих изменений может быть проградуирован в значениях силы.

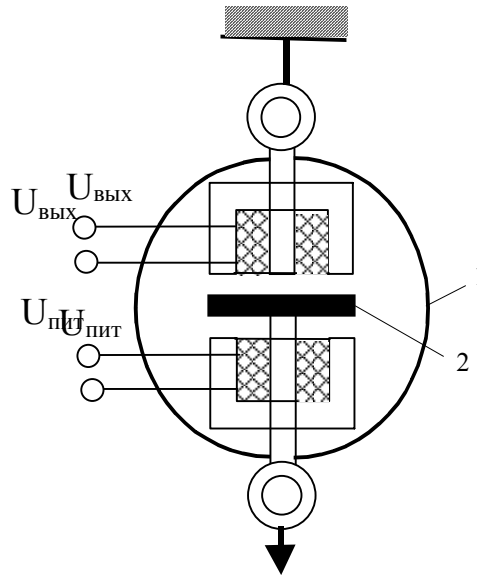


Рис. 13.11

1 – кольцевая пружина; 2 – якорь дифференциального трансформаторного датчика

Находят применение также динамометры с промежуточным преобразованием силы в деформацию материала, которая определяется тензорезисторами, включенными в измерительный мост. Параллелограммный упругий элемент (рис. 13.12) представляет собой пластинку с двумя ослабленными сечениями (два сквозных отверстия, соединенные прорезью).

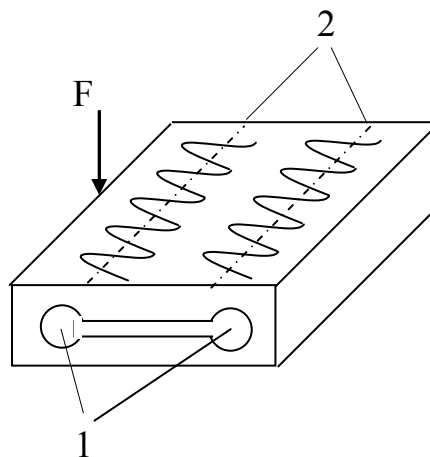


Рис. 13.12

1 – ослабленные сечения;
2 – тензорезисторы

На ослабленные сечения наклеиваются четыре тензорезистора, по два на каждое сечение (с обеих сторон). При приложении силы к упругому элементу, одни тензорезисторы работают на растяжение, другие на сжатие. Все четыре тензорезистора включаются в мост, что увеличивает чувствительность и уменьшает температурную погрешность.

13.5. Измерение давления

Приборы для измерения давления называются манометрами. Подразделяются на:

- 1) жидкостные;
- 2) пружинные;
- 3) тензорезисторные;
- 4) основанные на изменении свойств газа (плотности, теплопроводности, ионизационного тока и т.д.) под воздействием давления.

Жидкостные манометры имеют два сообщающихся сосуда, заполненные жидкостью. На поверхности жидкости в одном сосуде действует измеряемое давление. Это изменяет уровень жидкости в другом сосуде. Разность уровней

$$\Delta h = \frac{(P_1 - P_2)}{\rho \cdot g},$$

где P_1 и P_2 - давления в сосудах;

ρ - плотность жидкости;

g - ускорение силы тяжести.

Величина Δh с помощью ИП перемещения (реостатные, индуктивные, емкостные) преобразуется в электрический сигнал, который измеряется.

Жидкостный манометр является дифференциальным прибором, измеряющим разность давлений. Если в образцовом сосуде вакуум – то измеряется абсолютное давление, если атмосферное – то измеряется избыточное давление.

В пружинных манометрах измеряемое давление подается в манометрическую пружину и деформирует ее, т.е. преобразуется в перемещение. В качестве манометрических пружин используют гибкие мембраны различных конструкций, сильфоны – гофрированные трубки, трубки Бурдона – свернутая в кольцо тонкостенная трубочка с запаянным одним концом. Схема манометра с мембраной приведена на рис. 13.13.

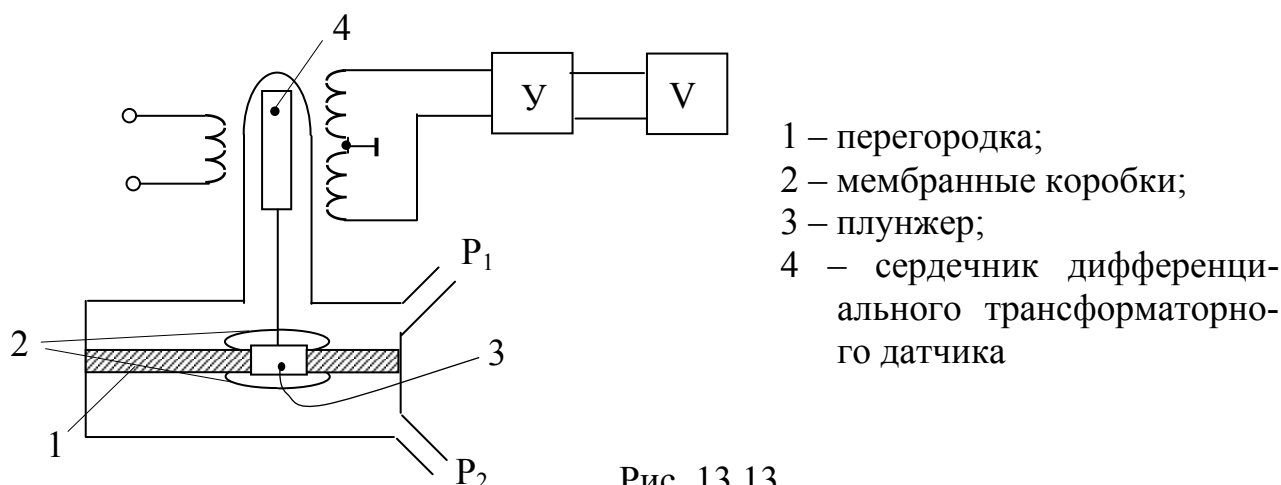


Рис. 13.13

Давление P_1 и P_2 подводятся к разным отделам корпуса манометра, разделенным перегородкой. Под влиянием разности давлений наполненные водой мембранные коробки деформируются и приводят в движение плунжер, жестко связанный с сердечником дифференциального трансформатора ИП. Выходное напряжение ИП усиливается и измеряется. Примерно аналогично действуют и манометры с другими видами манометрических пружин. Диапазон измерений пружинных манометров широк, примерно 1,6÷630 кПа. Основная погрешность порядка 2%.

В тензорезисторных манометрах давление преобразуется в деформацию какого-либо тела (например, стального цилиндра, пластины). Деформация в свою очередь измеряется тензорезистором, наклеенным на это тело и включенным в измерительный мост. Серийно выпускаются манометры с интегральными тензорезисторами. Диапазон измерения 0÷100 Мпа, приведенная погрешность до 0,5%. Тензорезисторные манометры в силу малой инерционности применяются также для измерения быстроменяющихся давлений.

Манометры, основанные на изменении физических свойств газа, применяются реже, в основном для измерения абсолютного давления. В них используются самые различные виды ИП в зависимости от конкретного физического свойства, определяющего принцип работы манометра. Широкое распространение нашли перегревные терморезисторы (изменение теплопроводности), ионизационные преобразователи (изменение ионизационного тока).

13.6. Измерение скорости и расхода

Измерение скорости угловых и малых линейных перемещений производится индукционными ИП. Для измерения скорости при больших линейных перемещениях, линейная скорость преобразуется в угловую с помощью колес и реек с зубчатым или фрикционным соединением. Затем используется обычный индукционный датчик.

С измерением скорости очень тесно связано измерение расхода. Расход – это физическая величина, определяемая количеством жидкости или газа, проходящих через трубу или русло в единицу времени. Различают объемный расход Q (количество вещества измеряется в единицах объема) и массовый расход M (количество вещества измеряется в единицах массы).

$$Q = V \cdot S, \quad M = \rho \cdot Q = \rho \cdot V \cdot S,$$

где V - скорость потока;

S - площадь сечения потока;

ρ - плотность вещества.

То есть измерители скорости одновременно являются и расходомерами.

Для измерения скорости (расхода) электропроводной жидкости используется **индукционный ИП** (рис. 13.14).

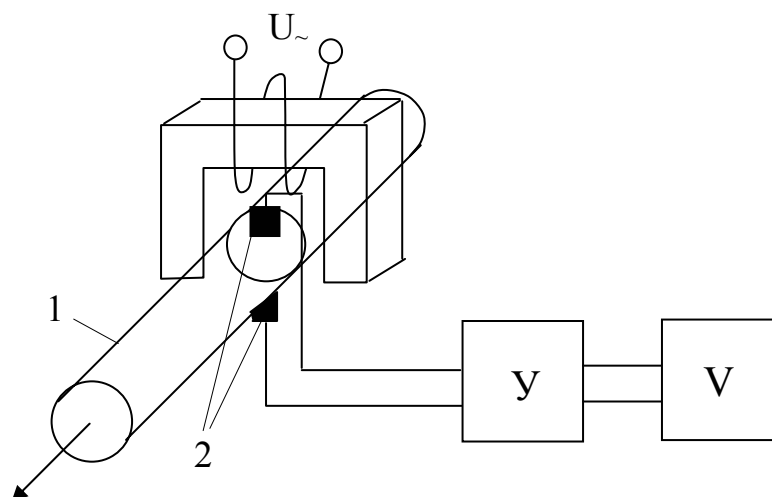


Рис. 13.14
1 – труба; 2 – электроды

В трубе из немагнитного материала протекает электропроводная жидкость, которая пронизывается магнитным полем, создаваемым электромагнитом. В потоке между электродами, вставленными в трубу до касания с жидкостью друг напротив друга возникает ЭДС, действующее значение которой

$$E = B \cdot d \cdot V,$$

где B - действующее значение индукции магнитного поля;

d - внутренний диаметр трубы;

V - средняя (по сечению) скорость жидкости.

ЭДС преобразователя усиливается и измеряется.

Видно, что генерируемая ЭДС не зависит от свойств жидкости, поэтому индукционные измерители могут быть применены для самого широкого класса жидкостей. Однако свойства жидкостей определяют внутреннее сопротивление преобразователя и приводят к ограничению точности измерения ЭДС. Для измерения жидких металлов используют питание электромагнита постоянным током, для воды и электролитов с целью исключения возникновения напряжения поляризации электромагнит питают переменным током (10÷1000 Гц). Чувствительность индукционных преобразователей порядка 0,5÷1,5 мВ/(м/с).

В **турбинных расходомерах** (рис. 13.15) датчиком служит турбинка на стальной оси в трубе из немагнитного материала, по которой протекает жидкость. Снаружи на трубе располагается импульсный индукционный преобразователь. Частота вращения турбинки пропорциональна скорости движения среды в трубе. Вращение стального стержня изменяет магнитное сопротивление намагниченного сердечника и генерирует в катушке импульсы напряжения. Их частота пропорциональна скорости потока, а, следовательно, и расходу. Импульсы усиливаются усилителем $У$ и измеряются частотомером.

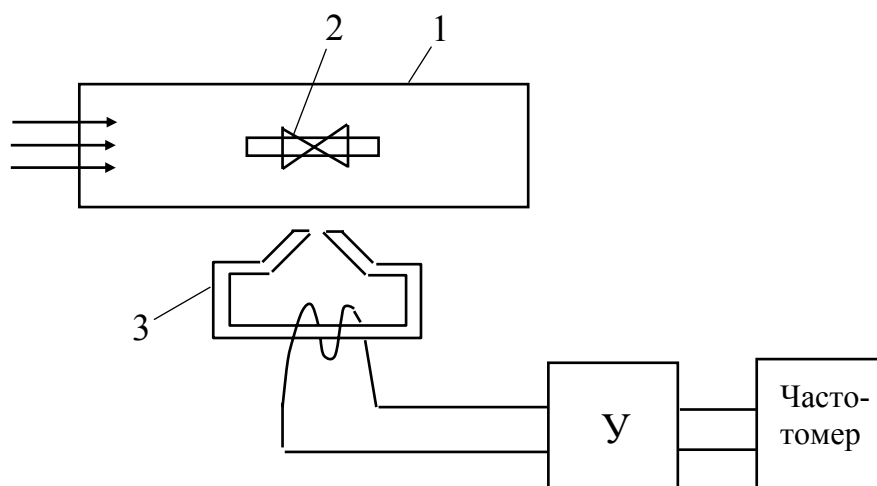


Рис. 13.15

1 – труба; 2 – турбина; 3 – импульсный индукционный ИП

Погрешность турбинных расходомеров порядка $0,3 \div 1,5 \%$.

Для измерения расхода жидкости в открытых руслах и не полностью заполненных трубопроводах применяются **щелевые расходомеры**. Они представляют собой резервуар с щелью определенной конфигурации. В резервуар наливается жидкость, из щели она свободно вытекает. При этом уровень в резервуаре будет определяться расходом жидкости, вытекающей через щель. Этот уровень преобразуется различными ИП в электрическую величину и измеряется. Погрешность щелевых расходомеров порядка $3,5 \%$ при пределах измерения $60 \div 250 \frac{\text{м}^3}{\text{ч}}$.

Но наиболее часто расход измеряют **по переменному перепаду давления на сужающем устройстве**. В трубопровод вставляется сужающее устройство, например, в виде нормальной диафрагмы (рис. 13.16,а), нормального сопла (рис. 13.16,б), трубы Вентури (рис. 13.16,в).

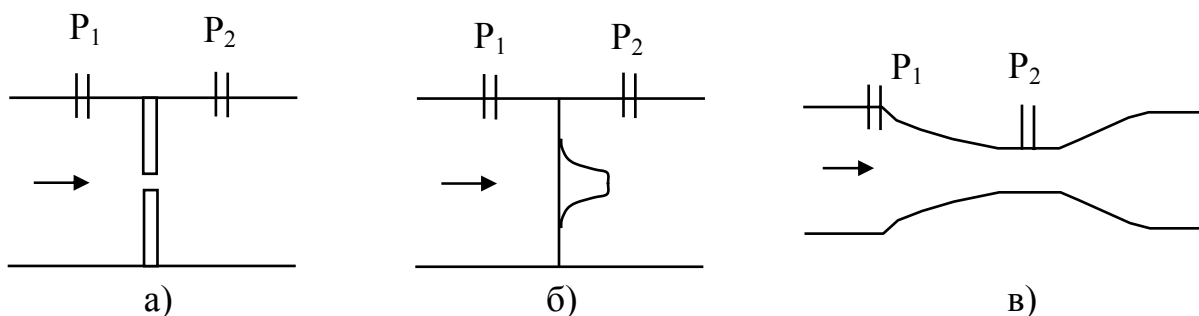


Рис. 13.16

При сужении возрастает скорость потока, т.е. падает давление по сравнению с давлением в потоке без сужения. В таких расходомерах скорость потока (или что-то же самое расход) преобразуют в разность давлений до и после сужающего устройства, которую измеряют дифференциальным манометром (например, изображенным на рис. 13.13).

Достоинством таких расходомеров является их универсальность. Они применяются в трубах любого сечения, при любом давлении, для любых однофазных, а в ряде случаев и двухфазных сред.

Однако функция преобразования у них нелинейна, мало отношение максимального и минимального расходов $\frac{Q_{\max}}{Q_{\min}} \leq 3$.

Основная приведенная погрешность $1 \div 3$ %.

13.7. Измерение влажности

При измерении влажности наибольшее распространение нашли емкостные ИП. Дело в том, что диэлектрическая проницаемость ε воды много больше, чем у всех диэлектриков ($\varepsilon_{H_2O} = 80$). Эту особенность и используют при измерении. Преобразователь обычно представляет собой металлический резервуар, внутри которого на изоляторах расположен металлический штырь. Этот штырь является одной обкладкой конденсатора, стенки резервуара представляет собой вторую обкладку конденсатора. Емкость конденсатора определяется в основном содержанием воды в материале, наполняющем резервуар. Электрический измерительный прибор, измеряющий емкость конденсатора, градуируется в единицах влажности.

13.8. Измерение концентрации растворов

Простейший измеритель концентрации растворов, использующий зависимость плотности раствора от его концентрации (рис. 13.17), представляет собой резервуар, в котором налит раствор, и манометр, измеряющий давление раствора на дне резервуара.

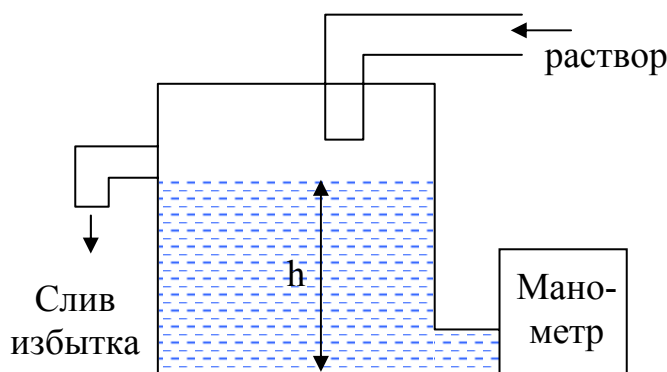


Рис. 13.17

Показания манометра при постоянной высоте налива h определяются концентрацией раствора $P - P_0 = g\rho h$, где P – давление в жидкости, P_0 – давление в воздухе (атмосферное), g – ускорение свободного падения, ρ – плотность раствора (т.е. концентрация).

Для измерения концентрации растворов используют рН-метры, измерительным преобразователем которых служат гальванические преобразователи. Для измерения ЭДС гальванических преобразователей часто применяют автоматические компенсаторы с большим входным сопротивлением ($R_{вх} > 10^{10}$ Ом).

Схема измерения (рис. 13.18) работает по принципу уравнивающего преобразования. На вход усилителя Y подается напряжение

$$\Delta U = E_x - U_\kappa,$$

где E_x – выходное напряжение гальванического преобразователя;

U_κ – падение напряжения на сопротивлении R (компенсирующее напряжение цепи обратной связи).

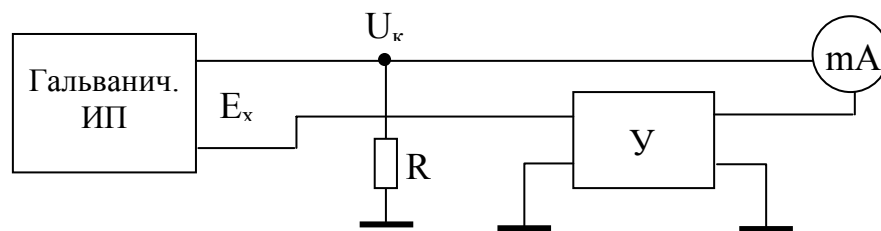


Рис. 13.18

При большом коэффициенте усиления усилителя

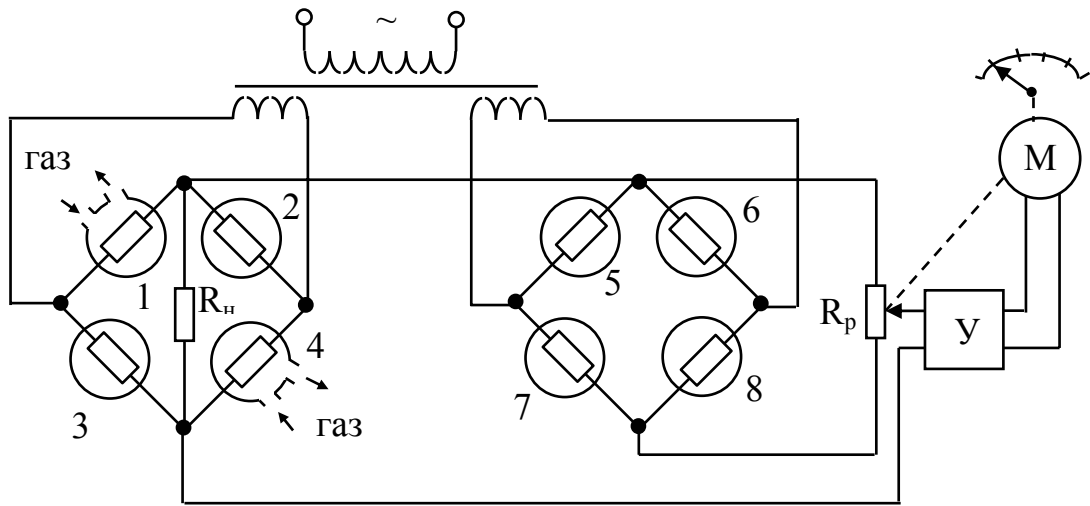
$$E_x \approx U_\kappa = IR.$$

Так как E_x является функцией концентрации раствора (рН), то величина I определяется этой концентрацией. Миллиамперметр градуируется в единицах концентрации (рН=0÷14). Для автоматической компенсации температурной погрешности (наибольшая погрешность ИП), используют в качестве сопротивления R медный терморезистор, помещаемый в контролируемый раствор вместе с электродами преобразователя. Сопротивление R выбирается таким образом, чтобы изменения U_κ и E_x взаимно компенсировались при изменении температуры.

13.9. Измерение концентрации газов

Приборы для измерения концентрации газов называются газоанализаторами. В них часто используется зависимость теплопроводности газа от его

состава. В этом случае в качестве ИП применяют перегревные терморезисторы. Схема автоматического газоанализатора из двух неравновесных мостов приведена на рис. 13.19.



1 ... 8 - терморезисторы

Рис. 13.19

Терморезисторы выполнены из платины, помещены в стеклянные колбочки, причем рабочие резисторы 1 и 2 омываются исследуемым газом, а остальные резисторы содержат внутри колбочек постоянную газовую смесь. Резисторы 2 и 3, а также 6 и 7 имеют состав смеси, соответствующий нижнему пределу измерений прибора, резисторы 5 и 8 – верхнему пределу измеряемой концентрации.

Таким образом, мост сравнения всегда выдает максимальное значение выходного напряжения, соответствующее пределу измерения концентрации компонента. Измерительный мост находится в равновесии лишь при минимальной концентрации. При измерении конкретной концентрации на сопротивлении нагрузки R_n появляется соответствующее напряжение.

Это напряжение компенсируется напряжением, снимаемым с реохорда R_p моста сравнения, с помощью усилителя разбаланса U и двигателя M , управляющего движком реохорда и стрелкой указателя концентрации.

Мост сравнения исключает влияние на результат измерения внешних факторов – температуры, напряжения питания. Предварительный нагрев терморезисторов производится до температуры $200 \div 300^\circ\text{C}$ (с целью уменьшения потерь на излучение), скорость обмена газа мала, что уменьшает быстродействие, но увеличивает точность измерения.

Основная погрешность порядка 1 %. Время измерения до 2 мин.

Для измерения концентрации компонент сложных газовых смесей применяют хроматографы, представляющие собой набор сорбентов для каждого

компонента. Сорбенты – вещества, поглощающие различные компоненты смеси (абсорбция – поглощение вещества всей массой сорбента, адсорбция – поглощение только поверхностным слоем сорбента).

При прохождении пробы газовой смеси через хроматограф разные компоненты сорбируются разными сорбентами. Затем они по очереди вымываются из сорбентов инертным газом, составляются двухкомпонентные смеси, которые последовательно во времени анализируются соответствующим газоанализатором (чаще всего датчиком с перегревными терморезисторами). Результаты измерения фиксируются отсчетным устройством.

РАЗДЕЛ III. АВТОМАТИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Усложнение современного производства, развитие научных исследований приводит к увеличению количества измерений. Повышаются требования к точности, скорости и достоверности получаемых результатов. Возрастает удельный вес и значение косвенных и совокупных измерений, расширяется использование математических методов обнаружения ошибок и уменьшения погрешностей измерений. Все это приводит к значительному росту трудоемкости и стоимости измерений и требует создания специальных автоматизированных средств измерений.

При создании автоматизированных средств измерений различают частичную и полную автоматизацию. Целью частичной автоматизации является совершенствование измерительных приборов путем введения вычислительных операций в процесс измерения. Основано это направление на использовании в приборах встроенных микропроцессоров или микро-ЭВМ, которые решают не только задачи управления, вычисления, но и позволяют расширить функциональные возможности приборов, улучшить их метрологические характеристики. Роль человека-оператора при этом еще достаточно велика и заключается в принятии решений о воздействии на объект измерения. Для полной автоматизации измерений характерно проведение измерений, обработка данных, анализ, хранение и отображение их, управление процессом измерений и поддержание характеристик используемых средств измерений в рабочем диапазоне без участия человека. При этом потребителю выдается конечный результат в требуемом виде. Примером и главным направлением полной автоматизации является создание информационно-измерительных систем (ИИС) различного назначения.

14. МИКРОПРОЦЕССОРНЫЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ

Наиболее широкое распространение получили отдельные измерительные приборы с использованием микропроцессоров или микро-ЭВМ. Микро-ЭВМ в этом случае встраиваются непосредственно в приборы и производят всю логическую и математическую обработку информации программными методами. При этом ЭВМ выполняет функции управления процессом измерения (контроллера), математической обработки результатов измерений (вычислителя) и преобразования информации к виду, необходимому для отображения на средствах индикации, а также для передачи на внешние устройства.

Микро-ЭВМ может использоваться в самых различных цифровых измерительных приборах и выполнять различные функции в соответствии с программой. При этом можно указать следующие достоинства использования ЭВМ в СИ:

1). Сокращается время проектирования и изготовления измерительных приборов вследствие хорошей проработки программных и технологических средств вычислительной техники.

2). ЭВМ позволяет реализовать сложнейшие алгоритмы измерений, ранее невозможные из-за технических трудностей.

3). Обеспечивается многофункциональность приборов. Возможно совмещение измерения различных физических величин в одном приборе.

4). Расширение измерительных возможностей приборов – использование косвенных и совокупных измерений.

5). Упрощение и обеспечение управления прибором – автоматический выбор режима работы, выбор диапазона измерений, интервала дискретизации и т.д. Чем проще передняя панель прибора, тем он "умнее".

6). Возможность получения математических функций измеренных значений от простейших до сложнейших (вывод гистограмм, графиков и т.д.).

7). Получение статистических характеристик.

8). Повышение надежности прибора – миниатюризация, экономичность аппаратуры, осуществление авто диагностики, как текущей, так и прогнозируемой.

9). Улучшение метрологических характеристик прибора:

а) исключение систематических погрешностей – автоматическая установка нуля и авто калибровка, включение в окончательный результат поправок и поправочных множителей в зависимости от условий измерений;

б) уменьшение влияния случайных погрешностей путем статистической обработки результатов измерений;

в) компенсация внутренних шумов прибора (до начала измерений определяется величина шума, которая из результата измерения исключается) – это увеличивает чувствительность прибора, расширяет рабочий диапазон в сторону малых значений входной величины;

г) поддержание метрологических характеристик в процессе эксплуатации – режимы самодиагностики и авто калибровки.

В микропроцессорные приборы в обязательном порядке встраиваются узлы сопряжения, обеспечивающие возможность агрегатирования приборов в систему с помощью стандартных интерфейсов. Среди последних наибольшее распространение получили широко известные, международные, стандартные интерфейсы КАМАК (САМАС) и МЭК.

Для примера на рис. 14.1 приведена структурная схема микропроцессорного прибора.

В схеме можно условно выделить три структурных элемента: функциональную часть, микропроцессорную систему и интерфейс. Функциональная часть – это цифровой измерительный прибор, состоящий из входного устройства ВУ, аналого-цифрового преобразователя АЦП, цифрового отображающего устройства ЦОУ, блока образцовых мер БОМ и клавиатуры, с помощью которой оператор управляет работой прибора.

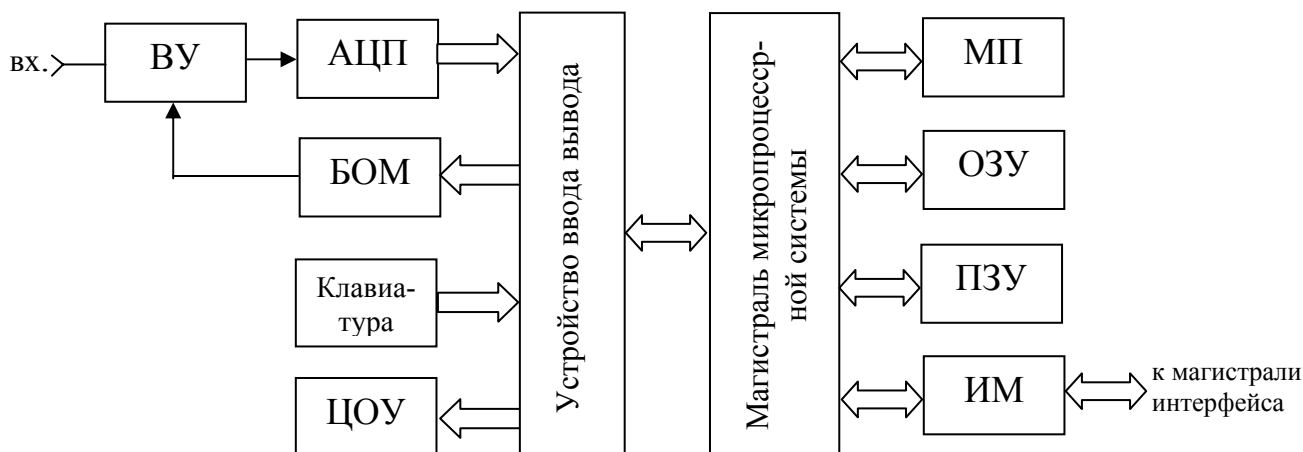


Рис. 14.1

Элементы функциональной части соединены между собой и с микропроцессором устройством ввода-вывода. Взаимосвязь между устройствами ввода-вывода, микропроцессором *МП*, оперативным запоминающим устройством *ОЗУ* и постоянным запоминающим устройством *ПЗУ* осуществляется линиями магистрали микропроцессора. Интерфейсный модуль *ИМ* предназначен для сопряжения прибора с магистралью интерфейса.

15. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Усложнение современного производства, развитие научных исследований привело к необходимости измерений одновременно сотен и тысяч физических величин. Значительно увеличились потоки измерительной информации, возросла сложность ее обработки с целью принятия решений, что вызвало появление такого вида средств измерений, как измерительные системы.

Совокупность функционально объединенных мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей, ЭВМ и других технических средств, размещенных в разных точках контролируемого пространства (среды, объекта и т.п.) с целью измерения одной или нескольких физических величин, свойственных этому пространству (объекту, среде и т.п.) называется измерительной системой (ИС). Различают: 1) измерительная информационная система (ИИС) – система, предназначенная для целей представления информации в виде, необходимом потребителю; 2) измерительная контролирующая система (ИКС) – система, предназначенная для целей контроля параметров технологического процесса, явления, движущегося объекта и т.п.; 3) измерительная управляющая система (ИУС) – система, предназначенная для целей автоматического управления технологическим процессом, движущимся объ-

ектом и т.п.; 4) измерительно-вычислительный комплекс (ИВК) – функционально объединенная совокупность средств измерений, ЭВМ и вспомогательных устройств, предназначенных для выполнения в составе ИИС конкретных измерительных задач.

Из приведенных определений видно, что данное разделение весьма условно. Все виды измерительных систем взаимно перекрываются, их структурное построение во многом аналогично. На рис. 15.1 приведена обобщенная структурная схема измерительной системы.

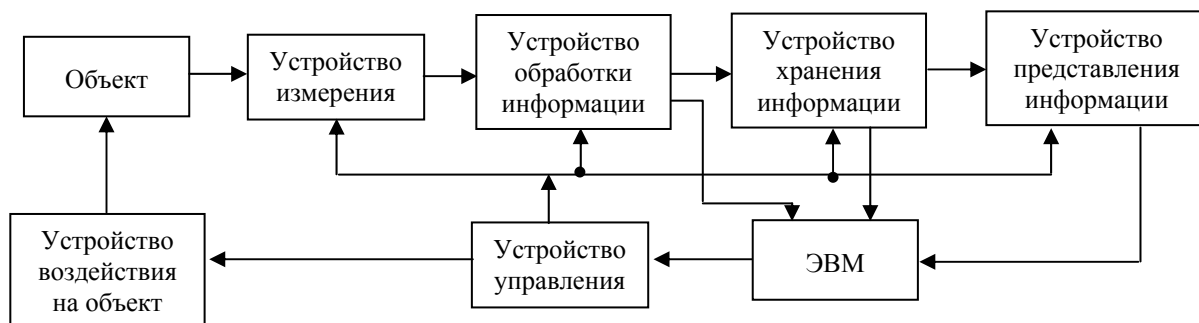


Рис. 15.1

Некоторые составляющие в конкретной ИС могут отсутствовать. Основная область применения ИС: научные исследования, испытания и контроль сложных изделий, управление технологическими процессами. По организации алгоритма функционирования различают:

- 1) системы с жестким алгоритмом функционирования – алгоритм работы ИС постоянен, не меняется;
- 2) программируемые системы – алгоритм работы ИС меняется в соответствии с заранее заданной программой, учитывающей особенности функционирования объекта;
- 3) адаптивные системы – алгоритм работы, а иногда и структура ИС, изменяются в зависимости от изменений измеряемых величин и условий работы объекта исследования.

Наиболее распространен агрегатно-модульный принцип построения систем из унифицированных узлов. Предполагается применение стандартных интерфейсов, под которыми понимается как совокупность правил, протоколов и программного обеспечения процесса обмена информацией, так и технические средства сопряжения модулей с системой. Наиболее распространены интерфейсы вида МЭК и КАМАК.

С целью универсализации ИС все разнообразные измеряемые и контролируемые физические величины представляют унифицированными электрическими сигналами (непрерывные, импульсные, кодово-импульсные сигналы, параметры или диапазоны изменения параметров которых нормируются государственными стандартами).

15.1. Измерительно-информационные системы

Подразделяют на системы ближнего действия и системы дальнего действия – телеизмерительные системы. Наиболее важная функция ИИС – получение измерительной информации, т.е. представление значений измеряемых физических величин в виде чисел, пригодных для дальнейшей цифровой обработки, хранения и отображения полученной информации. Для всех ИИС характерно наличие датчиков D , сравнивающих устройств CY , мер M и устройств выдачи результата BP . В зависимости от вида и числа элементов в измерительной части ИИС различают многоканальные ИИС или ИИС с параллельной структурой; сканирующие ИИС или ИИС с последовательной структурой; мультиплицированные ИИС или ИИС с общей мерой; многоточечные ИИС или ИИС с параллельно-последовательной структурой.

15.1.1. Многоканальные ИИС

Структура такой ИИС представлена на рис. 15.2.

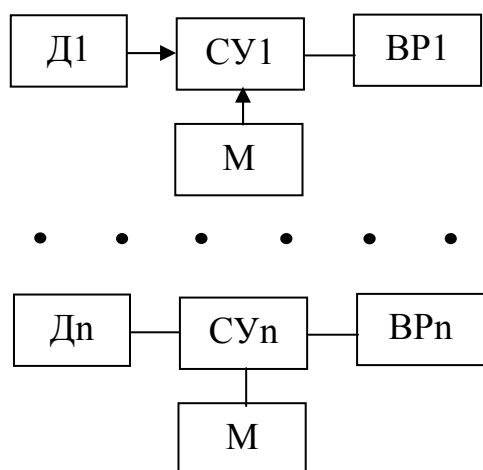


Рис. 15.2

Схема состоит из n независимых измерительных каналов. Обладает высокой надежностью, наиболее высоким быстродействием, возможностью подбора средств измерения к конкретным измерительным величинам. Недостаток: громоздкость, сложность, большая стоимость.

15.1.2. Сканирующие ИИС

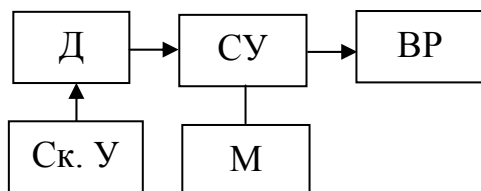


Рис. 15.3

Схема ИИС приведена на рис.15.3. Сканирующее устройство $Ск.У$ последовательно во времени перемещает датчик в пространстве по заранее заданной программе (пассивное сканирование), либо программа может меняться в зависимости от условий, от полученной информации (активное сканирование).

Схема применяется для измерения величин, распределенных в пространстве (поля, температура, механические напряжения и т.д.).

Недостаток – малое быстродействие.

15.1.3. Мультиплицированные ИИС

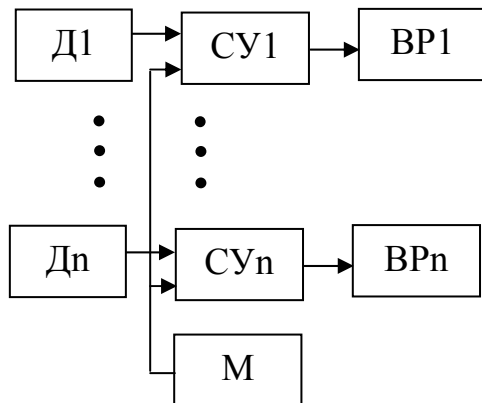


Рис. 15.4

Схема ИИС приведена на рис.15.4. Позволяет выполнить сравнение со всеми измеряемыми величинами без применения коммутирующего устройства. Обычно мера вырабатывает линейно изменяющуюся величину. Например, используется ЦАП со ступенчато нарастающей величиной выходного напряжения (—┐┐┐). Эти системы имеют меньший аппаратный объем, чем параллельные системы, но достаточно высокое быстродействие.

15.1.4. Многоточечные ИИС

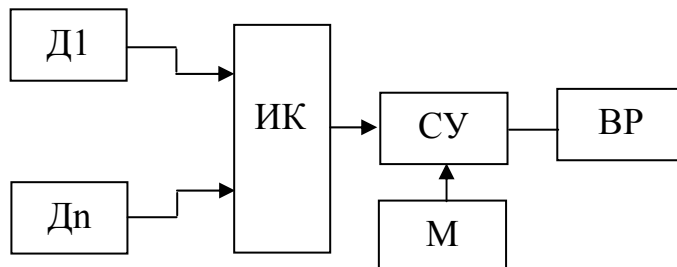


Рис. 15.5

Эти системы (рис. 15.5) применяются для исследования сложных объектов с большим числом измеряемых параметров. Измерительный коммутатор ИК последовательно подключает к сравнивающему устройству датчики, число кото-

рых может достигать нескольких тысяч. Возможно, использование параллельно-последовательного принципа организации системы, наращивания числа измеряемых величин за счет коммутатора. Недостаток – меньшее быстродействие, чем у параллельных систем. Но эти системы имеют меньший аппаратный объем.

15.1.5. Телеизмерительные системы (ТИС)

ТИС осуществляют измерения на объектах, удаленных от места обработки информации (движущиеся объекты, объекты атомной энергетики, объекты, рассредоточенные на больших площадях и т.д.). Особенностью ТИС является наличие канала связи, под которым понимается совокупность техни-

ческих средств, необходимых для передачи информации от различных источников по линиям связи. Различают проводные линии связи, радиолнии и оптические линии связи. Основные характеристики канала связи – полоса пропускаемых частот (определяется видом канала и наличием помех) и принцип разделения каналов. Наиболее часто используют временное и частотное разделение каналов.

При временном разделении передача информации от различных источников производится последовательно во времени с помощью коммутаторов. При частотном разделении возможна параллельная передача информации нескольких измерительных каналов с использованием для каждого канала своей полосы частот.

Наиболее распространены:

1) токовые ТИС – сигнал передается по проводной линии связи постоянным током $0 \div 5$ мА. Используется временное разделение каналов. Дальность действия: по воздушным линиям связи - $7 \div 10$ км, по кабелю $20 \div 25$ км;

2) частотные ТИС – информация заложена в частоте синусоидального или импульсного сигнала. Может передаваться как по проводным, так и по радиолниям связи. Разделение каналов – частотное. Дальность действия – сотни километров. Из-за перекрестных искажений и помех по соседнему каналу число одновременно передаваемых сообщений в настоящее время не превышает 18;

3) времяимпульсные ТИС – информационным параметром является длительность импульсов постоянного тока или длительность интервалов между импульсами. Временное разделение каналов. Системы дальнего действия - с радиоканалом дальность действия составляет сотни и тысячи километров;

4) цифровые ТИС (кодоимпульсные системы). Информация передается в виде комбинации импульсов, т.е. кодовой комбинацией. Из-за помех применяются специальные коды – с обнаружением и исправлением ошибок. Достоинства: высокие метрологические характеристики, высокая помехозащищенность, работа с различными линиями связи, возможность непосредственного ввода информации в ЭВМ. Недостаток – относительная сложность.

15.2. Системы автоматического контроля и технической диагностики

Системы автоматического контроля (САК) осуществляют измерение параметров исследуемого объекта с целью определения предаварийного и аварийного состояния этого объекта. Системы диагностики отличаются от систем контроля тем, что кроме информации об исправности или неисправности объекта, указывают и место неисправности. Для этих целей в системах

диагностики используется генератор стимулирующих воздействий на объект. Системы контроля подразделяются на:

- 1) системы непрерывного контроля;
- 2) системы с дискретным последовательным контролем.

Системы непрерывного контроля, структурная схема одного канала которой представлена на рис. 15.6, содержит в каждом канале сравнивающее устройство $CY1 \dots CYn$, и устройство индикации отклонения $ИО1 \dots ИОn$, причем число этих устройств в канале определяется числом установленных границ измерения параметра. Таких границ (норм) может быть от одной до четырех: предупредительная "меньше", предупредительная "больше", аварийная "меньше", аварийная "больше". Устройство выработки и хранения

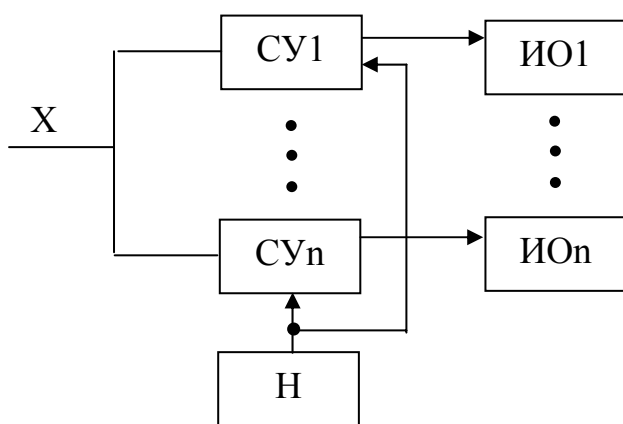


Рис. 15.6

норм H может быть общим для многих каналов или индивидуальным для отдельных каналов. Системы с непрерывным контролем требуют большого объема оборудования и применяются поэтому для контроля наиболее ответственных параметров.

Система с дискретным контролем, схема которой приведена на рис. 15.7, требует меньше оборудования и более дешева. Контролируемые величины (чаще всего преобразованные в унифицированные сигналы) через измерительный коммутатор $Ик$.

поочередно поступают на CY , где сравниваются с нормами. Изменение в случае необходимости норм и переключение $Ик$ осуществляется устройством управления $УУ$.

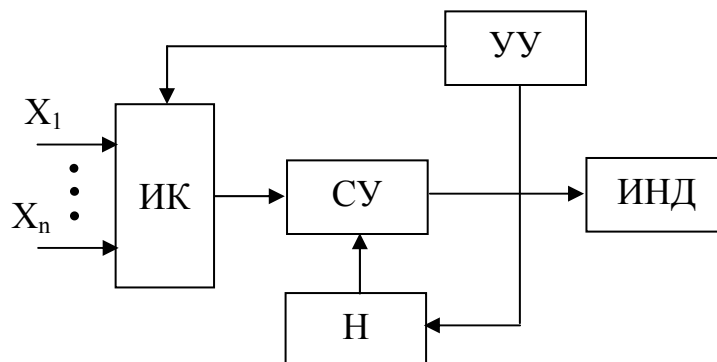


Рис. 15.7

Индикатор *ИНД* отображает информацию о контролируемых параметрах.

Недостаток таких систем, с одной стороны, избыточность операций контроля, так как частота контроля выбирается с учетом экстремальных динамических свойств контролируемых параметров, а с другой стороны, при недостатке сведений об этих динамических свойствах возможен пропуск аварийного состояния параметра вследствие ожидания обслуживания. Обычно выпускаемые промышленностью системы контроля являются комбинированными, т.е. наиболее важные параметры контролируются непрерывно, а остальные параметры – дискретно.

Системы технической диагностики (СТД) подразделяются на диагностические и прогнозирующие. Диагностические системы предназначены для обнаружения неисправности или подтверждения исправности исследуемого объекта. Прогнозирующие системы по результатам проверки объекта в предыдущие моменты времени предсказывают поведение объекта в будущем.

По характеру процедуры выработки оценки состояния объекта СТД делят на

- 1) статистические – решение выносится на основании измерений или проверок сигналов, характеризующих объект;
- 2) детерминированные – параметры исследуемого объекта сравнивают с параметрами образцового объекта.

Обычно в качестве образцового объекта используют сигналы, имитирующие его поведение.

Существуют следующие виды проверок:

- 1) функциональная – выявляют наличие сигнала на выходе объекта при подаче сигнала на вход;
- 2) алгоритмическая – проверяется последовательность выполнения функций;
- 3) логически – комбинационная (тестовая) - на вход подается специальное стимулирующее воздействие (тест), что позволяет выявить неисправности на любом уровне.

Измерительные управляющие системы содержат устройства воздействия на исследуемый объект, а в остальном представляют собой обычные измерительно-информационные системы, рассмотренные выше.

Отличительной особенностью **измерительно-вычислительных комплексов (ИВК)** является большой удельный вес вычислительных и программных средств, широкая возможность адаптивного программирования используемой ЭВМ, с целью увеличения функциональных возможностей и улучшения метрологических характеристик системы.

Для обеспечения единства измерений в стране созданы измерительные системы на основе агрегатных комплексов ГСП и средств автоматизации. Разработано и выпускается 20 агрегатных комплексов, как широкого назначения, так и специализированных. Среди них агрегатный комплекс средств

электрорадиоизмерительной техники (АСЭТ), вычислительной техники (АСВТ), контроля и регулирования (АСКР) и другие.

ЛИТЕРАТУРА

1. Основы метрологии и электрические измерения./ Под ред. Душина Б.М. – Энергоатомиздат, 1987.
2. Шляндин В.М. Цифровые измерительные устройства. – М.: Высшая школа, 1981 г.
3. Основы метрологии и радиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1993 г.
4. Алиев Т.М., Тер-Хачатуров А.А. Измерительная техника. – М.: Высшая школа, 1991 г.
5. Мирский Г.Я. Электронные измерения. – М.: Радио и связь, 1985 г.
6. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые). – К.: Вища школа, 1986 г.
7. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1985 г.
8. Кушнир Ф.В., Савенко В.Г. Электрорадиоизмерения. – Л.: Энергия, 1975 г.
9. Атамалян Э.Г. Приборы и методы измерения электрических величин. – М.: Высшая школа, 1982 г.
10. Измерение электрических и неэлектрических величин./ Под ред. Н.Н. Евтихеева. – М.: Энергоатомиздат, 1990 г.
11. Электрические измерения электрических и неэлектрических величин./ Под ред. Полищука Е.С. – К.: Вища школа, 1984 г.
12. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин (измерительные преобразователи). – Л.: Энергоатомиздат, 1983 г.
13. Аш Ж. и др. Датчики измерительных систем: в 2-х книгах. Пер. с франц. – М.: Мир, 1992 г.
14. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC: Пер. с англ./ Под ред. У. Томкинса, Дж. Уэбстера. – М.: Мир, 1992 г.
15. Измерения в электронике: Справочник./ Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	
Раздел I. Измерение электрических и магнитных величин	
1. Общие принципы построений средств измерений	
2. Электромеханические измерительные приборы	
2.1. Аналоговые электромеханические измерительные приборы	
2.2. Магнитоэлектрические приборы	
2.3. Электромагнитные приборы	
2.4. Электростатические приборы	
2.5. Электродинамические и ферродинамические приборы	
2.6. Индукционные приборы	
2.7. Электромеханические измерительные приборы с преобразователями	
3. Аналоговые электронные вольтметры	
4. Цифровые методы измерения напряжения	
5. Электронно-лучевые осциллографы	
5.1. Универсальный электронно-лучевой осциллограф	
5.2. Основные характеристики осциллографов	
5.3. Измерение параметров сигналов	
5.4. Погрешности измерений	
6. Измерение временных интервалов, частоты и фазового сдвига сигналов	
6.1. Измерение временных интервалов	
6.2. Измерение частоты сигналов	
6.3. Измерение фазового сдвига сигналов	
7. Измерение параметров цепей и амплитудно-частотных характеристик	
7.1. Измерение параметров цепей	
7.2. Измерение амплитудно-частотных характеристик	
8. Измерение мощности	
9. Измерение магнитных величин	
9.1. Измерение параметров магнитного поля	
9.2. Измерение характеристик магнитных материалов	
Раздел II. Измерение неэлектрических физических величин электрическими методами. Датчики.	
10. Общие сведения	
10.1. Характеристики измерительных преобразователей неэлектрической величины в электрическую	
10.2. Структурные схемы электрических приборов для измерения неэлектрических величин	

11.	Параметрические измерительные преобразователи	
11.1.	Реостатные преобразователи	
11.2.	Тензочувствительные преобразователи	
11.3.	Терморезисторы	
11.4.	Электролитические (кондуктометрические) преобразователи	
11.5.	Индуктивные преобразователи	
11.6.	Емкостные преобразователи	
11.7.	Ионизационные преобразователи	
11.8.	Фотоэлектрические преобразователи	
12.	Генераторные измерительные преобразователи	
12.1.	Термоэлектрические преобразователи	
12.2.	Индукционные преобразователи	
12.3.	Пьезоэлектрические преобразователи	
12.4.	Гальванические преобразователи	
12.5.	Гальвано-магнитные преобразователи	
13.	Измерение неэлектрических физических величин	
13.1.	Измерение температуры	
13.2.	Измерение толщины	
13.3.	Измерение уровней жидкости и сыпучих материалов	
13.4.	Измерение силы	
13.5.	Измерение давления	
13.6.	Измерение скорости и расхода	
13.7.	Измерение влажности	
13.8.	Измерение концентрации растворов	
13.9.	Измерение концентрации газов	
Раздел III. Автоматизация измерений		
14.	Микропроцессорные средства измерений	
15.	Измерительные системы	
15.1.	Измерительно-информационные системы	
15.2.	Системы автоматического контроля и технической диагностики	
Литература		