

**ПРИОРИТЕТНЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ПРОЕКТ «ОБРАЗОВАНИЕ»
РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ДРУЖБЫ НАРОДОВ**

**Д.В. ЧУПРОВ
В.В. АДРЕЕВ**

**ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ
В СОВРЕМЕННОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ**

Учебное пособие

**Москва
2008**

Описание курса

Цель курса – приобретение студентами знаний в области создания комплексных измерительных систем и систем управления для проведения сложных физических экспериментов. Владение современными методами получения, преобразования, передачи и отображения экспериментальных данных, а также их математического анализа. Приобретение знаний о современных средствах измерения и преобразования сигналов.

Содержание курса – Теория ошибок, прикладные аспекты теории вероятностей. Углубленная математическая обработка результатов эксперимента и их статистический анализ, сглаживание экспериментальных зависимостей. Использование возможностей современных математических пакетов для обработки экспериментальных данных. Принципы построения и основные характеристики измерительных устройств и преобразователей. Проблемы согласования. Источники помех и способы их подавления. Собственные шумы. Элементы аналоговой схемотехники. Принципы и схемы цифро-аналогового преобразования. Принципы и схемы цифро-аналогового преобразования. Прикладные аспекты спектрального анализа сигналов. Аналоговая и цифровая фильтрация. Принципы PID-управления. Измерительные преобразователи. Современные коммуникационные возможности измерительных систем.

Организационно-методическое построение курса.

Курс состоит из лекций и практических занятий (лабораторных работ), предусмотрено выполнение контрольного практического задания или курсовой работы (по выбору). Программа курса предусматривает изучение широкого круга вопросов, часто составляющих содержание самостоятельных курсов, поэтому в целях экономии времени рассматриваются лишь те вопросы, которые способствуют развитию навыков практического применения полученных знаний при работе с современным лабораторным оборудованием и при создании сложных систем измерений и управления экспериментом. Изложение курса предполагает, что слушатели уже обладают знаниями в области высшей математики (высшая алгебра, математический анализ, дифференциальные уравнения, методы математической физики), общей и теоретической физики (механика, элементы теории электрических цепей, электродинамика, статистическая физика, физика твердого тела). Перечисленные курсы входят в учебный план обучения бакалавра классического университета по направлению подготовки – физика.

Занятия в рамках курса построены по принципу от простого к сложному и реализуют непрерывную подготовку. Лекции проходят с демонстрацией иллюстративного видеоматериала (слайдов и т.п.), с использованием мультимедийного проекционного оборудования, а также с непосредственной демонстрацией обсуждаемых в курсе принципов, методов, приборов и устройств на виртуальных моделях или реально действующем лабораторном оборудовании.

Практические занятия проводятся в три этапа: 1) допуск к выполнению - проверка преподавателем самостоятельной работы студента, т.е. персональная проверка знаний вопросов связанных с тематикой предстоящей практической работы, подготовленных согласно методическим рекомендациям и предложенной литературе; 2) непосредственное проведение экспериментальных исследований, самостоятельная обработка результатов измерений, подготовка и написание отчета, согласно методическим требованиям; 3) обсуждение индивидуальных отчетов студентов по выполненной теме.

Освоив курс, студент должен:

Иметь практические навыки создания сложных автоматизированных систем измерений и управления физическим экспериментом, получить представление о принципах действия и

методах, заложенных в основных узлах таких систем, научиться организовывать совместную работу различных средств измерений с использованием современных коммуникационных возможностей. Овладеть методами углубленного анализа и обработки опытных данных.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Курс предназначен для магистрантов первого года обучения и нацелен на приобретение студентами знаний в области создания комплексных измерительных систем и систем управления для проведения сложных физических экспериментов. Овладение современными методами получения, преобразования и отображения экспериментальных данных, а также их математического анализа. Приобретение знаний о современных средствах измерения и преобразования сигналов.

Курс содержит материалы по теории ошибок, прикладным аспектам теории вероятностей. При изучении курса студенты знакомятся с углубленной математической обработкой результатов эксперимента и их статистическим анализом, сглаживанием экспериментальных зависимостей. Использованием возможностей современных математических пакетов для обработки экспериментальных данных. Принципами построения и основными характеристиками измерительных устройств и преобразователей. Проблемы согласования. Источниками помех и способами их подавления. Собственными шумами электронных устройств. Элементами аналоговой схемотехники. Принципами и схемами аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования.

1. Обработка результатов экспериментов

1.1. Прикладные аспекты теории вероятностей

1.1.1 Систематические и случайные ошибки

Разделение погрешностей на систематические и случайные обусловлено разным характером их проявления при многократных измерениях одной и той же физической величины. В общем случае погрешность описывается нестационарным случайным процессом ([рис. 1.1](#))

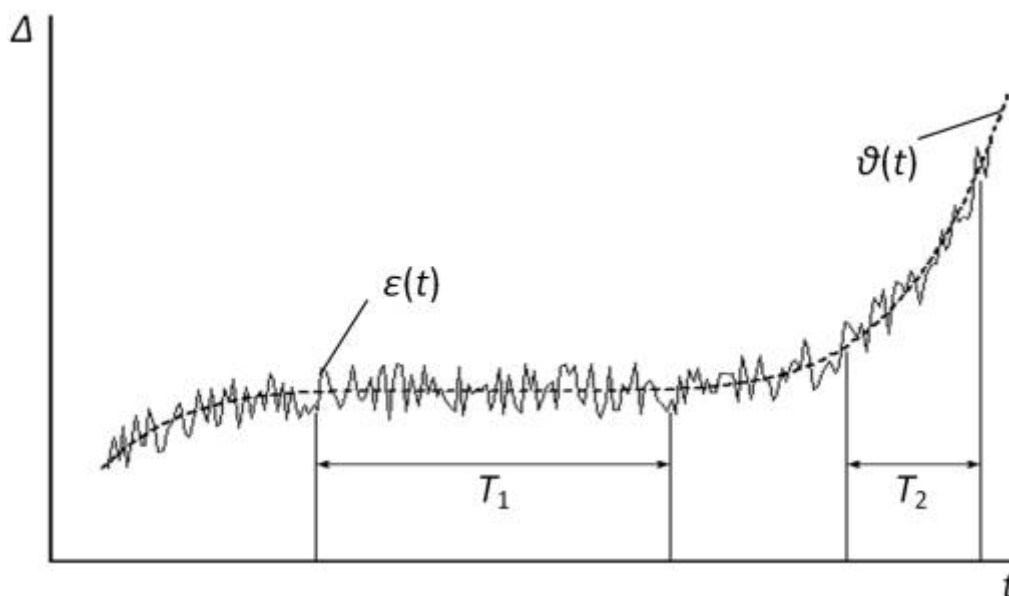


Рис. 1.1. Пример наложения систематической и случайной погрешностей

Представленная зависимость $\Delta(t)$ характеризуется быстро изменяющимися флуктуациями погрешности $\varepsilon(t)$ относительно медленно изменяющегося среднего значения $\theta(t)$, показанного на рисунке пунктирной линией:

$$\Delta(t) = \theta(t) + \varepsilon(t). \quad (1.1)$$

Согласно определению [систематические погрешности](#) – это составляющие погрешности измерений, которые при многократных измерениях остаются постоянными или изменяются по вполне определенному закону. Отсюда следует, что представленная на [рисунке 1.1](#) зависимость $\theta(t)$ характеризует систематическую погрешность. При этом на интервале T_1 систематическую погрешность можно считать постоянной, а на интервале T_2 необходимо учитывать ее изменение в течение времени измерения. Обычно эта составляющая погрешности изменяется со временем относительно медленно. Иногда систематические погрешности можно предсказать, рассчитать или даже измерить, а затем учесть, введя поправку в окончательный результат измерения.

[Случайные погрешности](#) – это составляющие погрешности, изменяющиеся случайным образом при многократных измерениях одной и той же физической величины. Быстрые флуктуации $\varepsilon(t)$ на [рисунке 1.1](#) характеризуют случайную погрешность.

Случайные погрешности определяются совместным действием причин, имеющих случайный характер: собственными шумами элементов электронных схем, наводками на входные цепи

средства измерений, пульсацией постоянного питающего напряжения и т.д. При большом количестве измерений случайные погрешности могут быть определены при помощи теории вероятности и математической статистики.

1.2. Вероятностные характеристики случайных погрешностей

Математическим аппаратом для описания [случайных погрешностей](#) служит теория вероятности. Ниже приводятся основные статистические характеристики, применяемые при измерениях и оценке случайных погрешностей. Значение случайной величины будем обозначать символом z , имея в виду, что это относится и к случайной погрешности ε , и к результату измерений x .

1.2.1. Закон распределения случайной величины

Наиболее полной характеристикой случайной величины является закон ее распределения, который задается в виде [функции распределения](#):

$$F(z) = P(Z < z), \quad -\infty < z < \infty. \quad (1.2)$$

Эта функция указывает вероятность P того, что случайная величина Z примет значение, меньшее, чем z . Функция неубывающая, ее значения заключены между 0 и 1. Вероятность попадания случайной величины в интервал $[a, b)$ равна $F(b) - F(a)$ ([рис. 1.2, а](#)).

Принято различать дискретные и непрерывные случайные величины. Случайная величина, называется дискретной, если число ее возможных значений конечно. Для *дискретной* случайной величины закон распределения можно задать, перечислив все ее возможные значения и соответствующие им вероятности.

Случайная величина называется *непрерывной*, если ее возможные значения составляют интервал, а функцию ее распределения можно представить в виде:

$$F(z) = \int_{-\infty}^z p(z) dz \quad (1.3)$$

где $p(z)$ – некоторая неотрицательная функция, называемая [плотностью вероятности](#) случайной величины Z , или плотностью ее распределения ([рис. 1.2, б](#)).

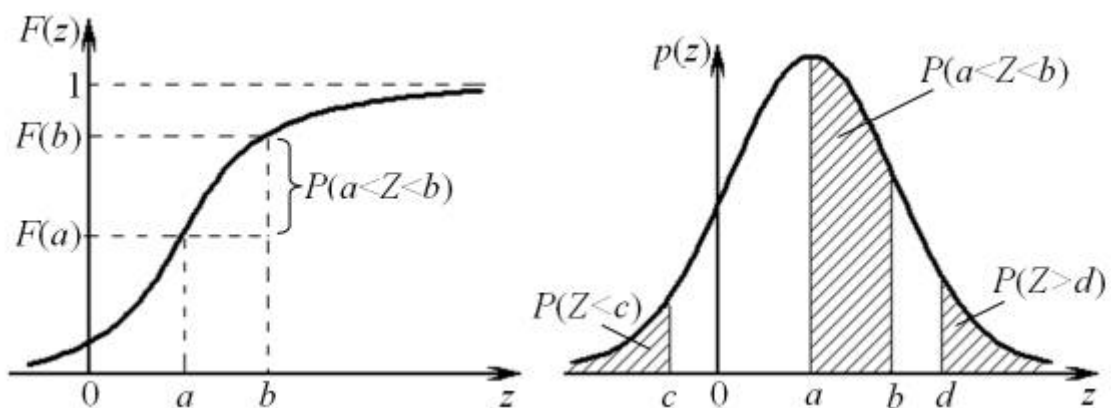


Рис. 1.2. Характеристики распределения случайной величины:
а) функция распределения;

б) плотность вероятности.

Из выражения (2.8) следует, что:

$$\begin{aligned} p(z) &= \frac{dF}{dz}; \\ \int_{-\infty}^{\infty} p(z) dz &= 1. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Вероятность попадания случайной величины Z в интервал $[a, b)$ теперь можно определить как площадь под кривой $p(z)$. То же справедливо и для условий $Z < c$ и $Z > d$ (рис. 1.2, б).

Стоит отметить, что вероятность выполнения равенства $Z = a$ по определению будет нулевой. С технической точки зрения это означает, что величина Z может быть получена с какой-то конечной точностью, определяющей доверительный интервал возможных значений Z .

Часто при измерениях бывает необходимо исследовать несколько случайных величин. Например, для вероятностного описания двух случайных величин используют двумерные функции распределения и плотности вероятности:

$$\begin{aligned} F(z_1, z_2) &= P(Z_1 < z_1, Z_2 < z_2); \\ p(z_1, z_2) &= \frac{\partial^2}{\partial z_1 \partial z_2} F(z_1, z_2). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Основные свойства этих функций аналогичны свойствам одномерных функций. По известным двумерным функциям легко найти функции распределения и плотности вероятности каждой из случайных величин:

$$\begin{aligned} F_1(z_1) &= F(z_1, \infty); F_2(z_2) = F(\infty, z_2); \\ p_1(z_1) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(z_1, z_2) dz_2; p_2(z_2) = \int_{-\infty}^{\infty} p(z_1, z_2) dz_1. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Случайные величины называются *независимыми*, если для их функции распределения и плотности вероятности справедливы выражения:

$$\begin{aligned} F(z_1, z_2) &= F_1(z_1) \cdot F_2(z_2); \\ p(z_1, z_2) &= p_1(z_1) \cdot p_2(z_2). \end{aligned} \quad (1.7)$$

При построении измерительных систем для уменьшения случайной погрешности стараются добиться как можно более узких функций плотности вероятности.

1.2.2. Числовые характеристики случайной величины

Функция распределения и плотность вероятности являются исчерпывающими характеристиками случайной величины, однако на практике они часто бывают избыточными. В таких случаях прибегают к числовым параметрам, характеризующим основные черты функции распределения случайной величины.

Математическое ожидание или среднее значение:

$$M(z) = \int_{-\infty}^{\infty} zp(z)dz \quad (1.8)$$

Математическое ожидание часто обозначают как m_z или \bar{z} . Из (1.8) следуют очевидные свойства:

$$M\{c\} = c; M\{c \cdot z\} = c \cdot M\{z\}; M\{a + b \cdot z\} = a + b \cdot M\{z\}, \quad (1.9)$$

где a, b, c – константы.

Дисперсия случайной величины:

$$D\{z\} = \sigma_z^2 = M\{(z - M\{z\})^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} (z - M\{z\})^2 p(z)dz \quad (1.10)$$

или

$$D\{z\} = M\{z^2\} - (M\{z\})^2 \quad (1.11)$$

Величина $\sigma_z^2 = \sqrt{D\{z\}}$ называется средним квадратическим отклонением (СКО) случайной величины и характеризует область ее наиболее вероятных значений.

Свойства дисперсии:

$$D\{c\} = 0; D\{c \cdot z\} = c^2 \cdot D\{z\}; D\{a + b \cdot z\} = b^2 \cdot D\{z\}. \quad (1.12)$$

Математическое ожидание и СКО позволяют в первом приближении оценить характер функции распределения случайной величины. Для более полной оценки используются моментные характеристики третьего и четвертого порядков.

Коэффициент асимметрии распределения:

$$A = \frac{M\{(z - M\{z\})^3\}}{\sigma_z^3} = \frac{1}{\sigma_z^3} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} (z - M\{z\})^3 p(z)dz \quad (1.13)$$

Эта безразмерная величина характеризует степень асимметрии кривой $p(z)$. В зависимости от ее знака говорят о распределениях с положительной $A > 0$ («хвост» справа) или отрицательной $A < 0$ («хвост» слева) асимметрией. Для симметричных распределений $A = 0$ (рис. 1.3, а).

Коэффициент эксцесса:

$$E = \frac{1}{\sigma_z^4} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} (z - M\{z\})^4 p(z)dz - 3 \quad (1.14)$$

Величина безразмерная, характеризует островершинность или плосковершинность функции распределения по сравнению с нормальным законом распределения. Число 3 нормирует коэффициент эксцесса на нуль в случае нормального закона распределения. Коэффициент

эксцесса положителен для островершинных и отрицателен для плосковершинных распределений (рис. 1.3, б).

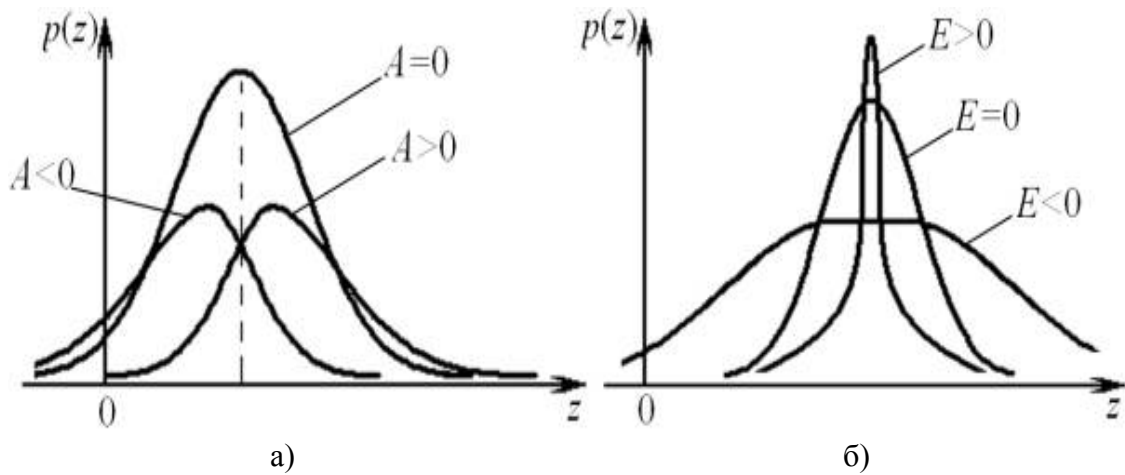


Рис. 1.3. Коэффициент асимметрии а) и коэффициент эксцесса б) распределений.

Помимо указанных четырех моментных числовых характеристик распределения случайной величины используются и немоментные характеристики.

Медиана – это такое значение Me случайной величины Z , для которой выполняются соотношения:

$$\begin{aligned} P(Z > Me) &= P(Z < Me) = \frac{1}{2}; \\ \int_{-\infty}^{Me} p(z) dz &= \int_{Me}^{\infty} p(z) dz = \frac{1}{2}. \end{aligned} \tag{1.15}$$

Медиана распределения делит площадь под кривой $p(z)$ на две равные части. Для симметричных распределений медиана равна математическому ожиданию.

Среди числовых характеристик двумерных распределений наиболее часто используется *коэффициент корреляции*. Он характеризует степень взаимосвязи случайных величин Z_1 и Z_2 и определяется как:

$$\begin{aligned} r &= \frac{M\{(z_1 - M\{z_1\}) \cdot (z_2 - M\{z_2\})\}}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = \frac{\overline{(z_1 - \bar{z}_1) \cdot (z_2 - \bar{z}_2)}}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z_1 z_2 p(z_1, z_2) dz_1 dz_2 - \bar{z}_1 \bar{z}_2}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = \frac{1}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} (\overline{z_1 z_2} - \bar{z}_1 \bar{z}_2), \end{aligned} \tag{1.16}$$

где σ_1 и σ_2 – СКО случайных величин Z_1 и Z_2 соответственно. Для независимых случайных величин $r = 0$.

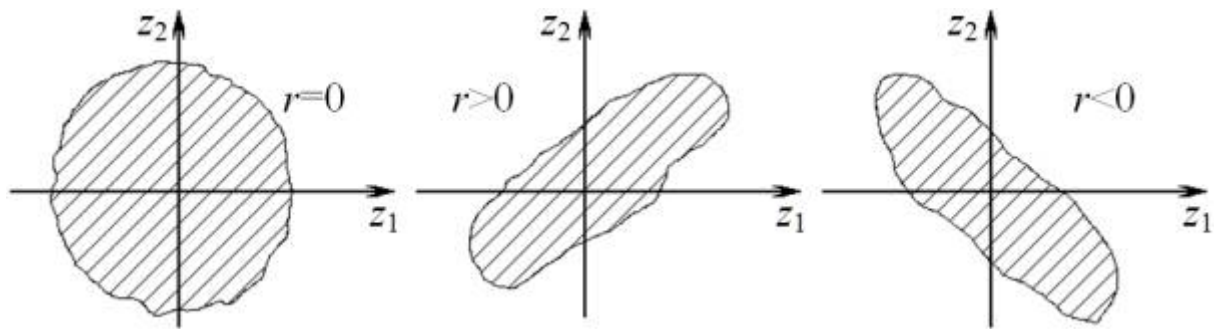


Рис. 1.4. Области разброса значений величин Z_1 и Z_2 при различных коэффициентах корреляции.

По своему физическому смыслу коэффициент корреляции является в общем случае простейшей характеристикой связи двух случайных величин. Он определяет меру линейной зависимости Z_1 и Z_2 . Коэффициент корреляции может меняться в пределах $-1 \leq r \leq 1$. Если $|r| = 1$, то величины Z_1 и Z_2 связаны линейно, например, $Z_1 = a + b \cdot Z_2$. На [рисунке 1.4](#) изображены три варианта разброса величин Z_1 и Z_2 для различных значений коэффициента корреляции.

Дисперсия суммы случайных величин $Z = \sum_{i=1}^n a_i Z_i$ определяется как:

$$\sigma_z^2 = \sum_{i=1}^n a_i^2 \sigma_i^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j>i}^n a_i a_j \sigma_i \sigma_j r_{ij} \quad (1.17)$$

1.2.3. Аналитические модели законов распределения

Чтобы воспользоваться вероятностными методами оценки погрешностей средств и результатов измерений, необходимо сначала для данной конкретной погрешности установить вид аналитической модели [закона распределения](#) и [плотности вероятности](#). Приведем некоторые из них, наиболее часто встречающиеся на практике.

Равномерный закон распределения.

Если возможные значения случайной погрешности заключены в интервале $[-M, M]$ и все значения в пределах этого интервала равновозможны, то функция плотности вероятности имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{2M}, & \varepsilon \in [-M, M] \\ 0, & \varepsilon \notin [-M, M] \end{cases} \quad (1.18)$$

где M – предельное значение погрешности ([рис. 1.5, а](#)).

В этом случае $D\{\varepsilon\} = \frac{M^2}{3}$; $A = 0$; $E = -1, 2$; $P(\alpha < \varepsilon < \beta) = \frac{\beta - \alpha}{2M}$.

Равномерный закон распределения имеют: погрешность округления при расчетах; погрешность отсчета показаний аналоговых приборов; погрешность квантования в цифровых приборах; погрешность от трения в приборах и преобразователях с подвижными частями и т.д.

Треугольный закон распределения (закон Симпсона).

Функция плотности вероятности такого закона ([рис. 1.5, б](#)) имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{M} \left(1 - \frac{\varepsilon}{M}\right), & \varepsilon \in [0, M] \\ \frac{1}{M} \left(1 + \frac{\varepsilon}{M}\right), & \varepsilon \in [-M, 0] \\ 0, & \varepsilon \notin [-M, M] \end{cases} \quad (1.19)$$

$$D\{\varepsilon\} = \frac{M^2}{6}; A = 0; E = -0,6.$$

Для этого распределения

Треугольный закон распределения имеет сумма двух независимых случайных величин, каждая из

$$\left[-\frac{M}{2}, \frac{M}{2}\right]$$

которых равномерно распределена на отрезке. Так распределена погрешность дискретности в электронносчетном частотомере. Так бывает, когда погрешность округления имеет место при установлении начала отсчета и при отсчете показания прибора, имеющего цену деления M . Треугольному распределению приближенно подчиняются колебания напряжения в сетях крупных энергосистем.

Трапецидальный закон распределения.

Вид функции плотности вероятности трапецидального закона и некоторые его числовые характеристики приведены на [рисунке 1.5, в](#). Такой закон имеет сумма двух независимых равномерно распределенных погрешностей с разными предельными значениями M_1 и M_2 .

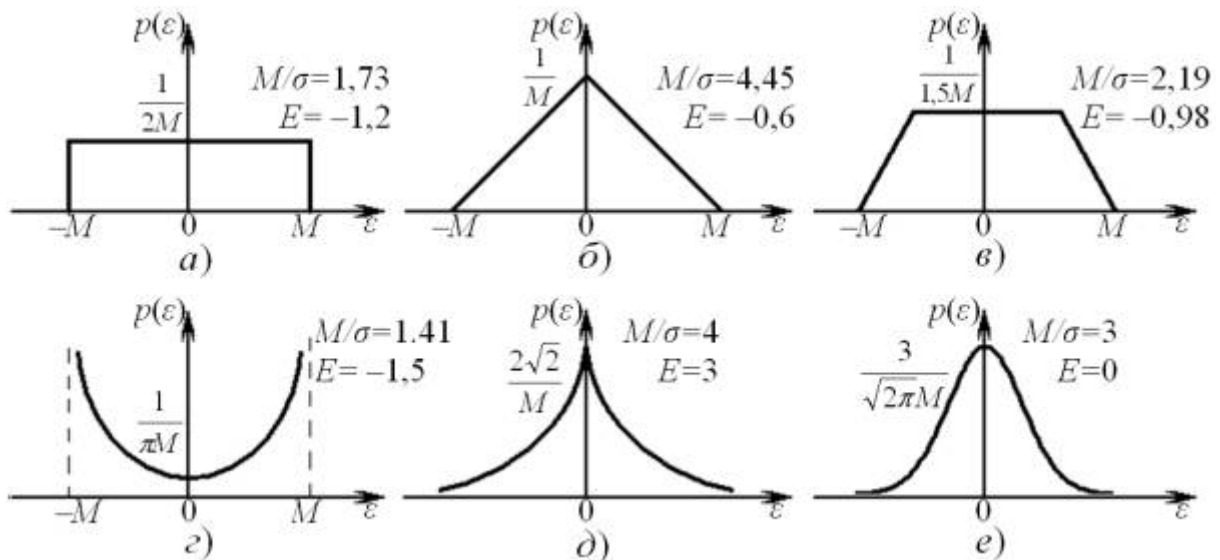


Рис. 1.5. Некоторые аналитические модели законов распределения.

Арксинусоидальный закон распределения.

Функция плотности вероятности представлена на [рисунке 1.5, г](#). Она описывается выражением:

$$p(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{M^2 - \varepsilon^2}}, & \varepsilon \in [-M, M] \\ 0, & \varepsilon \notin [-M, M] \end{cases} \quad (1.20)$$

Для такого закона $D\{\varepsilon\} = \frac{M^2}{2}; A = 0; E = -1,5$.

Трапециидальный закон распределения имеет погрешность от наводки, создаваемой гармоническим сетевым напряжением, на входе измерительного прибора.

Закон распределения Лапласа.

Функция плотности вероятности приведена на [рисунке 1.5, д](#) и имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \frac{1}{2\beta} e^{-\frac{|\varepsilon|}{\beta}}, \beta > 0, -\infty < \varepsilon < \infty \quad (1.21)$$

Для этого распределения $D\{\varepsilon\} = 2\beta^2; A = 0; E = 3$.

Нормальный (Гауссов) закон распределения.

Нормальный закон распределения играет исключительную роль в теории вероятности и ее приложениях. С одной стороны это вызвано удобством его математических свойств, поэтому большинство методов математической статистики построено в предположении, что случайная величина подчиняется нормальному закону распределения. С другой стороны, такая значительная роль нормального закона определяется *центральной предельной теоремой*. Согласно этой теореме сумма большого числа независимых случайных величин, каждая из которых мала по сравнению с суммой, имеет закон распределения, близкий к нормальному.

Нормальный закон не является законом природы, а есть лишь удобная аппроксимация реальных распределений. Это следует хотя бы из того, что для нормального распределения $-\infty < \varepsilon < \infty$ в действительности погрешности никогда не могут быть бесконечными.

Функция плотности вероятности нормального закона ([рис. 1.5, е](#)) выражается соотношением:

$$p(\varepsilon) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\varepsilon^2}{2\sigma^2}} \quad (1.22)$$

где σ – среднее квадратическое отклонение.

В общем случае нормальное распределение определяется двумя параметрами: математическим ожиданием и дисперсией. Для приведенного распределения $D\{\varepsilon\} = \sigma^2; A = 0; E = 0$.

Если $\varepsilon = N(0, \sigma^2)$, т.е. случайная погрешность имеет нормальный закон распределения со средним значением, равным нулю и дисперсией σ^2 , то:

$$P(a < \varepsilon < b) = \Phi(b/\sigma) - \Phi(a/\sigma); P(|\varepsilon| < a) = 2\Phi(a/\sigma), \quad (1.23)$$

где
$$\Phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$
 – интеграл вероятности.

Важным свойством нормального закона является его устойчивость. Это означает, что сумма независимых нормально распределенных случайных величин тоже подчиняется нормальному распределению.

Формально при нормальном распределении случайная величина не ограничена, однако, на практике в качестве максимального значения случайной погрешности выбирают значение 3σ .

Действительно, на основании (1.23) $P(|\varepsilon| < 3\sigma) = 2\Phi(3) \approx 0,997 \approx 1$, поэтому интервал $[-3\sigma, 3\sigma]$ считают интервалом практически возможных значений ε .

Закон распределения Стьюдента.

Этот закон распределения описывает плотность вероятности значения среднего арифметического, вычисленного по выборке из n случайных отсчетов из нормально распределенной генеральной совокупности. Аналитическое выражение этого закона имеет вид:

$$p_n(\varepsilon) = \frac{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)}{\sqrt{\pi(n-1)}\Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right)} \left(1 + \frac{\varepsilon^2}{n-1}\right)^{-\frac{n}{2}}, \quad (1.24)$$

где n – число измерений,
$$\Gamma(t) = \int_0^\infty x^{t-1} e^{-x} dx$$
 – гамма функция.

Выражение (1.24) описывает целое семейство законов, т.к. вид распределения зависит от числа выбранных измерений n . Для распределения Стьюдента с $n > 5$ справедливы соотношения:

$$\sigma^2 = \sqrt{\frac{n-1}{n-3}}; E = \frac{6}{n-5}$$

Закон распределения Коши.

Этот закон описывает, например, распределение отношения двух независимых нормально распределенных центрированных случайных величин. Его функция вероятности имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \frac{1}{a\pi \left(1 + \frac{\varepsilon^2}{a^2}\right)} \quad (1.25)$$

где a – параметр ширины распределения.

Свойства этого распределения существенно отличаются от свойств рассмотренных ранее распределений. Например, дисперсия и коэффициент эксцесса этого распределения равны бесконечности, т.к. соответствующие интегралы расходятся. Кроме того, для нецентрированной случайной величины, распределенной по закону Коши, не существует математического ожидания. Для таких распределений центр и степень разброса случайной величины определяются не математическим ожиданием и дисперсией, а другими величинами, рассмотрение которых выходит за рамки настоящего курса.

Другие законы распределения.

В практике измерений могут встречаться и другие виды распределений. Достаточно широкий класс представляют *распределения типа Шапо*. Их особенностью является уплощенная вершина и пологие длинные спады. Аналитической моделью таких распределений является композиция равномерного и экспоненциального распределений. В качестве другого обширного класса распределений можно привести так называемые *двухмодальные распределения*. Для их плотности вероятности характерно наличие двух максимумов, симметричных относительно центра. Аналитической моделью таких распределений является композиция двузначного дискретного и экспоненциального распределений.

Далее следует пояснение введенного понятия композиции законов распределения.

1.2.4. Композиция законов распределения

На практике часто приходится суммировать несколько случайных величин. Распределение суммы двух независимых случайных величин Z_1 и Z_2 носит название композиции законов распределения.

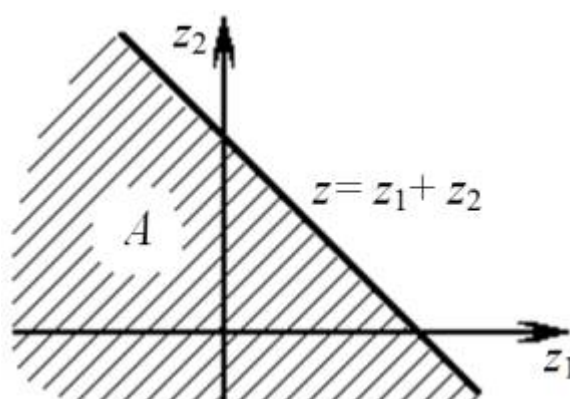


Рис. 1.6. Композиция законов распределения.

Пусть Z_1 и Z_2 – независимые случайные величины, а их сумма $Z = Z_1 + Z_2$, причем $p(z_1, z_2) = p_1(z_1) \cdot p_2(z_2)$ в силу независимости Z_1 и Z_2 . Функция распределения для Z : $F(z) = P(Z < z) = P((Z_1 + Z_2) < z)$. Она определяется путем интегрирования $p_1(z_1, z_2)$ по области A , заштрихованной на [рисунке 1.6](#).

$$\begin{aligned}
 F(z) &= \iint_A p_1(z_1) p_2(z_2) dz_1 dz_2 = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} p_1(z_1) dz_1 \int_{-\infty}^{\epsilon - z_1} p_2(z_2) dz_2 = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(z_2) dz_2 \int_{-\infty}^{\epsilon - z_2} p_1(z_1) dz_1.
 \end{aligned}$$

Отсюда плотность вероятности $p(z)$ находится дифференцированием:

$$p(z) = \frac{dF(z)}{dz} = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(z_1)p_2(z - z_1)dz_1 = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(z_2)p_1(z - z_2)dz_2. \quad (1.26)$$

Таким образом, плотность вероятности суммы независимых случайных величин определяется сверткой плотностей вероятности этих величин.

1.3. Статистическая обработка данных

1.3.1. Простая статистическая совокупность. Статистическая функция распределения

Предположим, что изучается некоторая случайная величина X , закон распределения которой в точности неизвестен, и требуется определить этот закон из опыта или проверить экспериментально гипотезу о том, что величина X подчинена тому или иному закону. С этой целью над случайной величиной X производится ряд независимых опытов (наблюдений). В каждом из этих опытов случайная величина X принимает определенное значение. Совокупность наблюдаемых значений величины и представляет собой первичный статистический материал, подлежащий обработке, осмыслению и научному анализу. Такая совокупность называется «простой статистической совокупностью» или «простым статистическим рядом». Обычно простая статистическая совокупность оформляется в виде таблицы с одним входом, в первом столбце которой стоит номер опыта, а во втором – полученное значение случайной величины. Простой [статистический ряд](#) представляет собой первичную форму записи статистического материала и может быть обработан различными способами. Одним из способов такой обработки является построение статистической функции распределения случайной величины.

Статистической функцией распределения ([рис. 1.7](#)) случайной величины X называется частота события $X < x$ в данном статистическом материале:

$$\Gamma(x) = F(X < x). \quad (1.27)$$

Для того чтобы найти значение статистической функции распределения при данном x достаточно подсчитать число опытов, в которых величина X приняла значение, меньшее чем x , и разделить на общее число n произведенных опытов.

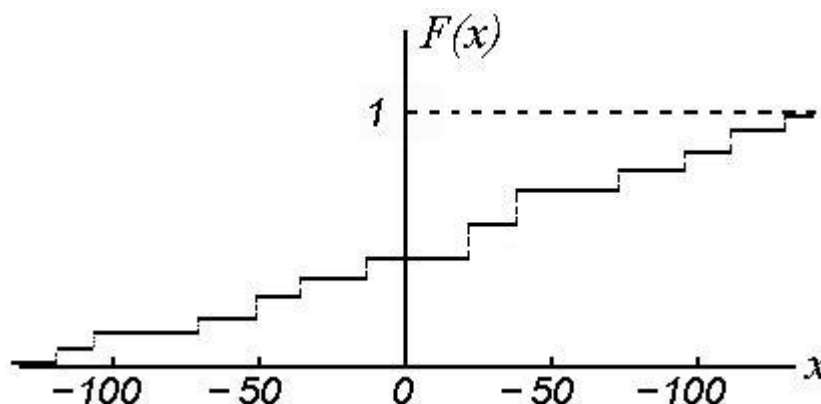


Рис. 1.7. Статистическая функция распределения.

В принципе построение статистической функции распределения уже решает задачу описания экспериментального материала. Однако при большом числе опытов n построение $F(x)$ описанным

выше способом весьма трудоемко. Кроме того, часто бывает удобно (в смысле наглядности) пользоваться другими характеристиками статистических распределений, аналогичными не функции распределения $F(x)$, а плотности вероятности $f(x)$.

1.3.2. Отображение статистических рядов при помощи гистограмм

При большом числе наблюдений (порядка сотен) простая статистическая совокупность перестает быть удобной формой записи статистического материала - она становится слишком громоздкой и мало наглядной. Для придания ему большей компактности и наглядности статистический материал должен быть подвергнут дополнительной обработке - строится так называемый «статистический ряд».

Предположим, что в нашем распоряжении результаты наблюдений над непрерывной случайной величиной X , оформленные в виде простой статистической совокупности. Разделим весь диапазон наблюдаемых значений X на интервалы или «разряды» и подсчитаем количество значений m_i , приходящееся на каждый i -й разряд. Это число разделим на общее число наблюдений n и найдем частоту, соответствующую данному разряду:

$$p_i = \frac{m_i}{n} \quad (1.28)$$

Сумма частот всех разрядов, очевидно, должна быть равна единице. Можно построить таблицу, в которой приведены разряды в порядке их расположения вдоль оси абсцисс и соответствующие частоты. Эта таблица называется статистическим рядом.

При группировке наблюдаемых значений случайной величины по разрядам возникает вопрос о том, к какому разряду отнести значение, находящееся в точности на границе двух разрядов. В этих случаях можно рекомендовать (чисто условно) считать данное значение принадлежащим в равной мере к обоим разрядам и прибавлять к числам m_i того и другого разряда по $1/2$.

Число разрядов, на которые следует группировать статистический материал, не должно быть слишком большим (тогда ряд распределения становится невыразительным, и частоты в нем обнаруживают незакономерные колебания); с другой стороны, оно не должно быть слишком малым (при малом числе разрядов свойства распределения описываются статистическим рядом слишком грубо). Практика показывает, что в большинстве случаев рационально выбирать число разрядов порядка 10-20. Чем богаче и однороднее статистический материал, тем большее число разрядов можно выбирать при составлении статистического ряда. Длины разрядов могут быть как одинаковыми, так и различными. Проще, разумеется, брать их одинаковыми. Однако при оформлении данных о случайных величинах, распределенных крайне неравномерно, иногда бывает удобно выбирать в области наибольшей плотности распределения разряды более узкие, чем в области малой плотности.

Статистический ряд часто оформляется графически в виде так называемой гистограммы.

Гистограмма строится следующим образом. По оси абсцисс откладываются разряды, и на каждом из разрядов как на основании строится прямоугольник, площадь которого равна частоте данного разряда. Для построения гистограммы нужно частоту каждого разряда разделить на его длину и полученное число взять в качестве высоты прямоугольника. В случае равных по длине разрядов высоты прямоугольников пропорциональны соответствующим частотам. Из способа построения гистограммы следует, что полная площадь ее равна единице.

В качестве примера можно привести гистограмму для ошибки наводки, построенную по данным статистического ряда, рассмотренного ранее ([рис. 1.8](#)).

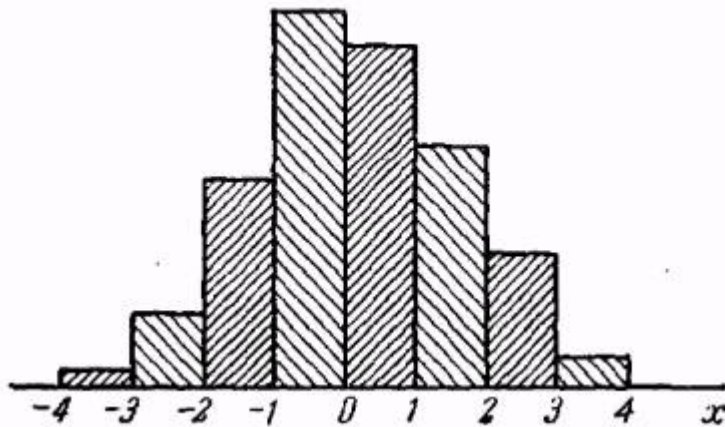


Рис. 1.8. Статистическая функция распределения.

Очевидно, при увеличении числа опытов можно выбирать все более и более мелкие разряды; при этом гистограмма будет все более приближаться к некоторой кривой, ограничивающей площадь, равную единице, нетрудно убедиться, что эта кривая представляет собой график плотности распределения величины X .

Пользуясь данными статистического ряда, можно приближенно построить и статистическую функцию распределения величины X . Построение точной статистической функции распределения с несколькими сотнями скачков во всех наблюдаемых значениях X слишком трудоемко и себя не оправдывает. Для практики обычно достаточно построить статистическую функцию распределения по нескольким точкам. В качестве этих точек удобно взять границы x_1, x_2, \dots разрядов, которые фигурируют в статистическом ряде.

1.4. Выравнивание статистических рядов

Во всяком статистическом распределении неизбежно присутствуют элементы случайности, связанные с тем, что число наблюдений ограничено, что произведены именно те, а не другие опыты, давшие именно те, а не другие результаты. Только при очень большом числе наблюдений эти элементы случайности сглаживаются, и случайное явление обнаруживает в полной мере присущую ему закономерность. На практике мы почти никогда не имеем дела с таким большим числом наблюдений и вынуждены считаться с тем, что любому статистическому распределению свойственны в большей или меньшей мере черты случайности. Поэтому при обработке статистического материала часто приходится решать вопрос о том, как подобрать для данного статистического ряда теоретическую кривую распределения, выражающую лишь существенные черты статистического материала, но не случайности, связанные с недостаточным объемом экспериментальных данных. Такая задача называется задачей выравнивания (сглаживания) статистических рядов.

Задача выравнивания заключается в том, чтобы подобрать теоретическую плавную кривую распределения, с той или иной точки зрения наилучшим образом описывающую данное статистическое распределение ([рис. 1.9](#)).

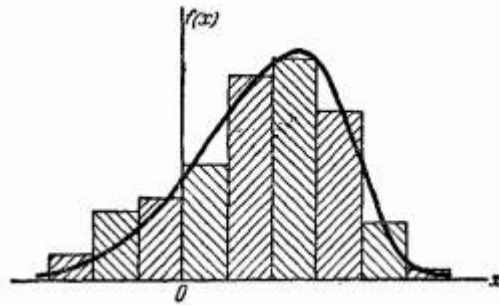


Рис. 1.9. Статистический ряд, нуждающийся в выравнивании.

Задача о наилучшем выравнивании статистических рядов, как и вообще задача о наилучшем аналитическом представлении эмпирических функций, есть задача в значительной мере неопределенная, и решение ее зависит от того, что принято считать «наилучшим». Например, при сглаживании эмпирических зависимостей очень часто исходят из так называемого принципа или метода наименьших квадратов. Считается, что наилучшим приближением к эмпирической зависимости в данном классе функций является такое, при котором сумма квадратов отклонений обращается в минимум. При этом вопрос о том, в каком именно классе функций следует искать наилучшее приближение, решается уже не из математических соображений, а из соображений, связанных с физикой решаемой задачи, с учетом характера полученной эмпирической кривой и степени точности произведенных наблюдений. Часто принципиальный характер функции, выражающей исследуемую зависимость, известен заранее из теоретических соображений, из опыта же требуется получить лишь некоторые численные параметры, входящие в выражение функции; именно эти параметры подбираются с помощью метода наименьших квадратов.

Аналогично обстоит дело и с задачей выравнивания статистических рядов. Как правило, принципиальный вид теоретической кривой выбирается заранее из соображений, связанных с существом задачи, а в некоторых случаях просто с внешним видом статистического распределения. Аналитическое выражение выбранной кривой распределения зависит от ряда параметров. Задача выравнивания статистического ряда переходит в задачу рационального выбора тех значений параметров, при которых соответствие между статистическим и теоретическим распределениями оказывается наилучшим.

Предположим, например, что исследуемая величина X есть ошибка измерения, возникающая в результате суммирования воздействий множества независимых элементарных ошибок; тогда из теоретических соображений можно считать, что величина X подчиняется нормальному закону. Тогда задача выравнивания переходит в задачу о рациональном выборе параметров математического ожидания и дисперсии.

Бывают случаи, когда заранее известно, что величина X распределяется статистически приблизительно равномерно на некотором интервале; тогда можно поставить задачу о рациональном выборе параметров того закона равномерной плотности, которым можно наилучшим образом заменить (выровнять) заданное статистическое распределение.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\beta - \alpha}, & \text{при } \alpha < x < \beta, \\ 0, & \text{при } x < \alpha \text{ или } x > \beta. \end{cases} \quad (1.29)$$

Следует при этом иметь в виду, что любая аналитическая функция $f(x)$, с помощью которой выравнивается статистическое распределение должна обладать свойствами плотности распределения

$$\left. \begin{aligned} f(x) &\geq 0, \\ \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (1.30)$$

Предположим, что из тех или иных соображений выбрана функция $f(x)$, удовлетворяющая условиям (1.30), с помощью которой нужно выровнять данное статистическое распределение; в выражение этой функции входит несколько параметров a, b, \dots . Требуется подобрать эти параметры так, чтобы функция $f(x)$ наилучшим образом описывала данный статистический материал ([рис. 1.10](#)).

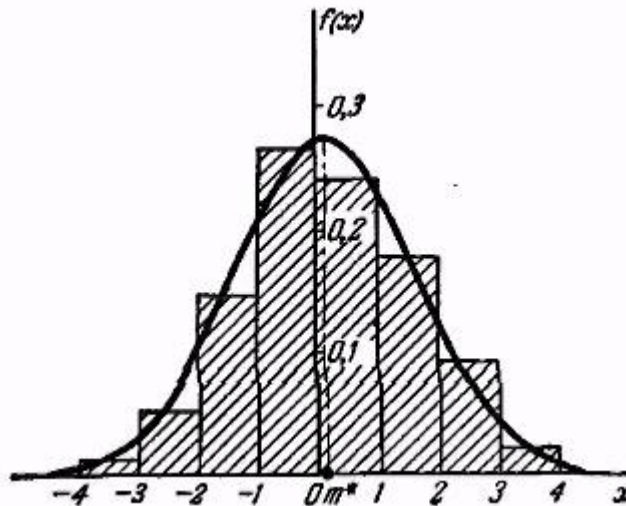


Рис. 1.10. Результат выравнивания статистического ряда.

Один из методов, применяемых для решения этой задачи – метод моментов. Согласно методу моментов, параметры a, b, \dots выбираются с таким расчетом, чтобы несколько важнейших числовых характеристик (моментов) теоретического распределения были равны соответствующим статистическим характеристикам. Например, если теоретическая кривая $f(x)$ зависит только от двух параметров a и b , эти параметры выбираются так, чтобы математическое ожидание m_x^* и дисперсия D_x^* теоретического распределения совпадали с соответствующими статистическими характеристиками m_x^* и D_x^* . Если кривая $f(x)$ зависит от трех параметров, можно подобрать их так, чтобы совпали первые три момента и т.д. При выравнивании статистических рядов может оказаться полезной специально разработанная система *кривых Пирсона*, каждая из которых зависит в общем случае от четырех параметров. При выравнивании эти параметры выбираются с тем расчетом, чтобы сохранить первые четыре момента статистического распределения (математическое ожидание, дисперсию, третий и четвертый моменты).

Оригинальный набор кривых распределения, построенных по иному принципу, дал Н. А. Бородачев. Принцип, на котором строится система кривых Н. А. Бородачева, заключается в том, что выбор типа теоретической кривой основывается не на внешних формальных признаках, а на анализе физической сущности случайного явления или процесса, приводящего к тому или иному закону

Следует заметить, что при выравнивании статистических рядов нерационально пользоваться моментами порядка выше четвертого т.к. точность вычисления моментов резко падает с ростом их порядка.

1.5. Особенности обработки ограниченного числа опытов

Ранее уже были рассмотрены некоторые задачи математической статистики, относящиеся к обработке опытных данных. Это были главным образом задачи о нахождении законов распределения случайных величин по результатам опытов. Чтобы найти закон распределения, нужно располагать достаточно обширным статистическим материалом, порядка нескольких сотен опытов (наблюдений). Однако на практике часто приходится иметь дело со статистическим материалом весьма ограниченного объема - с двумя-тремя десятками наблюдений, часто даже меньше. Это обычно связано с дороговизной и сложностью постановки каждого опыта. Такого ограниченного материала явно недостаточно для того, чтобы найти заранее неизвестный закон распределения случайной величины; но все же этот материал может быть обработан и использован для получения некоторых сведений о случайной величине. Например, на основе ограниченного статистического материала можно определить, хотя бы ориентировочно, важнейшие числовые характеристики случайной величины: математическое ожидание, дисперсию, иногда – высшие моменты. На практике часто бывает, что вид закона распределения известен заранее, а требуется найти только некоторые параметры, от которых он зависит. Например, если заранее известно, что закон распределения случайной величины нормальный, то задача обработки сводится к определению двух его параметров μ и σ . Если заранее известно, что величина распределена по закону Пуассона, то подлежит определению только один его параметр: математическое ожидание α . Наконец, в некоторых задачах вид закона распределения вообще несуществен, а требуется знать только его числовые характеристики.

Далее будет рассмотрен ряд задач об определении неизвестных параметров, от которых зависит закон распределения случайной величины, по ограниченному числу опытов.

Прежде всего нужно отметить, что любое значение искомого параметра, вычисленное на основе ограниченного числа опытов, всегда будет содержать элемент случайности. Такое приближенное, случайное значение мы будем называть *оценкой* параметра. Например, оценкой для математического ожидания может служить среднее арифметическое наблюдаемых значений случайной величины в n независимых опытах. При очень большом числе опытов среднее арифметическое будет с большой вероятностью весьма близко к математическому ожиданию. Если же число опытов невелико, то замена математического ожидания средним арифметическим приводит к какой-то ошибке. Эта ошибка в среднем тем больше, чем меньше число опытов. Так же будет обстоять дело и с оценками других неизвестных параметров. Любая из таких оценок случайна, поэтому при пользовании ею неизбежны ошибки. Желательно выбрать такую оценку, чтобы эти ошибки были по возможности минимальными.

Рассмотрим следующую общую задачу. Имеется случайная величина X , закон распределения которой содержит неизвестный параметр α . Требуется найти подходящую оценку для параметра α по результатам n независимых опытов, в каждом из которых величина X приняла определенное значение. Обозначим наблюдаемые значения случайной величины X_1, X_2, \dots, X_n .

1. Обработка результатов экспериментов

1.1. Прикладные аспекты теории вероятностей

1.1.1 Систематические и случайные ошибки

Разделение погрешностей на систематические и случайные обусловлено разным характером их проявления при многократных измерениях одной и той же физической величины. В общем случае погрешность описывается нестационарным случайным процессом ([рис. 1.1](#))

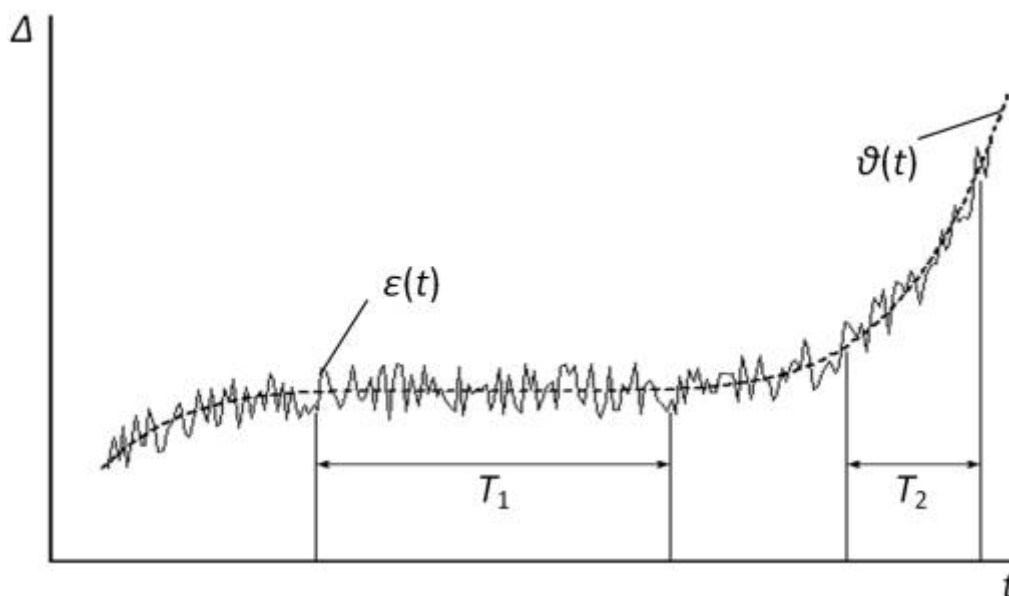


Рис. 1.1. Пример наложения систематической и случайной погрешностей

Представленная зависимость $\Delta(t)$ характеризуется быстро изменяющимися флуктуациями погрешности $\varepsilon(t)$ относительно медленно изменяющегося среднего значения $\theta(t)$, показанного на рисунке пунктирной линией:

$$\Delta(t) = \theta(t) + \varepsilon(t). \quad (1.1)$$

Согласно определению [систематические погрешности](#) – это составляющие погрешности измерений, которые при многократных измерениях остаются постоянными или изменяются по вполне определенному закону. Отсюда следует, что представленная на [рисунке 1.1](#) зависимость $\theta(t)$ характеризует систематическую погрешность. При этом на интервале T_1 систематическую погрешность можно считать постоянной, а на интервале T_2 необходимо учитывать ее изменение в течение времени измерения. Обычно эта составляющая погрешности изменяется со временем относительно медленно. Иногда систематические погрешности можно предсказать, рассчитать или даже измерить, а затем учесть, введя поправку в окончательный результат измерения.

[Случайные погрешности](#) – это составляющие погрешности, изменяющиеся случайным образом при многократных измерениях одной и той же физической величины. Быстрые флуктуации $\varepsilon(t)$ на [рисунке 1.1](#) характеризуют случайную погрешность.

Случайные погрешности определяются совместным действием причин, имеющих случайный характер: собственными шумами элементов электронных схем, наводками на входные цепи

средства измерений, пульсацией постоянного питающего напряжения и т.д. При большом количестве измерений случайные погрешности могут быть определены при помощи теории вероятности и математической статистики.

1.2. Вероятностные характеристики случайных погрешностей

Математическим аппаратом для описания [случайных погрешностей](#) служит теория вероятности. Ниже приводятся основные статистические характеристики, применяемые при измерениях и оценке случайных погрешностей. Значение случайной величины будем обозначать символом z , имея в виду, что это относится и к случайной погрешности ε , и к результату измерений x .

1.2.1. Закон распределения случайной величины

Наиболее полной характеристикой случайной величины является закон ее распределения, который задается в виде [функции распределения](#):

$$F(z) = P(Z < z), \quad -\infty < z < \infty. \quad (1.2)$$

Эта функция указывает вероятность F того, что случайная величина Z примет значение, меньшее, чем z . Функция неубывающая, ее значения заключены между 0 и 1. Вероятность попадания случайной величины в интервал $[a, b)$ равна $F(b) - F(a)$ ([рис. 1.2, а](#)).

Принято различать дискретные и непрерывные случайные величины. Случайная величина, называется дискретной, если число ее возможных значений конечно. Для *дискретной* случайной величины закон распределения можно задать, перечислив все ее возможные значения и соответствующие им вероятности.

Случайная величина называется *непрерывной*, если ее возможные значения составляют интервал, а функцию ее распределения можно представить в виде:

$$F(z) = \int_{-\infty}^z p(z) dz \quad (1.3)$$

где $p(z)$ – некоторая неотрицательная функция, называемая [плотностью вероятности](#) случайной величины Z , или плотностью ее распределения ([рис. 1.2, б](#)).

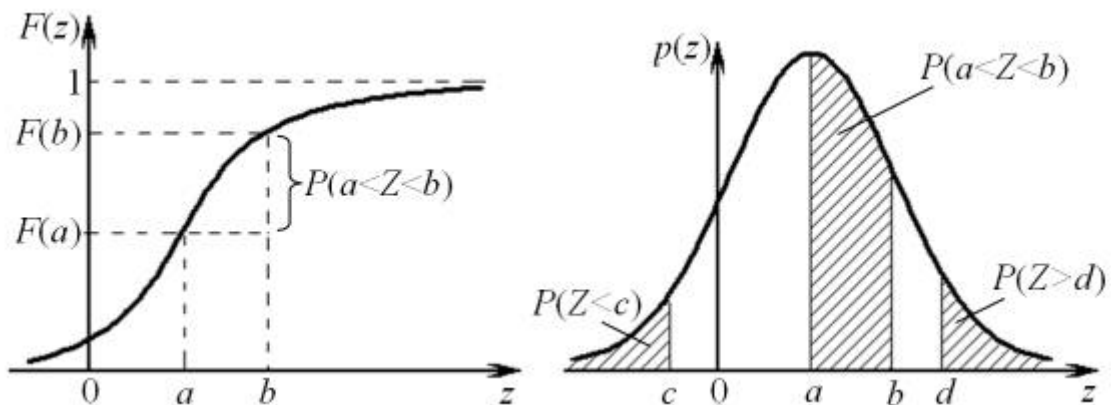


Рис. 1.2. Характеристики распределения случайной величины:
а) функция распределения;

б) плотность вероятности.

Из выражения (2.8) следует, что:

$$\begin{aligned} p(z) &= \frac{dF}{dz}; \\ \int_{-\infty}^{\infty} p(z) dz &= 1. \end{aligned} \quad (1.4)$$

Вероятность попадания случайной величины Z в интервал $[a, b)$ теперь можно определить как площадь под кривой $p(z)$. То же справедливо и для условий $Z < c$ и $Z > d$ (рис. 1.2, б).

Стоит отметить, что вероятность выполнения равенства $Z = a$ по определению будет нулевой. С технической точки зрения это означает, что величина Z может быть получена с какой-то конечной точностью, определяющей доверительный интервал возможных значений Z .

Часто при измерениях бывает необходимо исследовать несколько случайных величин. Например, для вероятностного описания двух случайных величин используют двумерные функции распределения и плотности вероятности:

$$\begin{aligned} F(z_1, z_2) &= P(Z_1 < z_1, Z_2 < z_2); \\ p(z_1, z_2) &= \frac{\partial^2}{\partial z_1 \partial z_2} F(z_1, z_2). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Основные свойства этих функций аналогичны свойствам одномерных функций. По известным двумерным функциям легко найти функции распределения и плотности вероятности каждой из случайных величин:

$$\begin{aligned} F_1(z_1) &= F(z_1, \infty); F_2(z_2) = F(\infty, z_2); \\ p_1(z_1) &= \int_{-\infty}^{\infty} p(z_1, z_2) dz_2; p_2(z_2) = \int_{-\infty}^{\infty} p(z_1, z_2) dz_1. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Случайные величины называются *независимыми*, если для их функции распределения и плотности вероятности справедливы выражения:

$$\begin{aligned} F(z_1, z_2) &= F_1(z_1) \cdot F_2(z_2); \\ p(z_1, z_2) &= p_1(z_1) \cdot p_2(z_2). \end{aligned} \quad (1.7)$$

При построении измерительных систем для уменьшения случайной погрешности стараются добиться как можно более узких функций плотности вероятности.

1.2.2. Числовые характеристики случайной величины

Функция распределения и плотность вероятности являются исчерпывающими характеристиками случайной величины, однако на практике они часто бывают избыточными. В таких случаях прибегают к числовым параметрам, характеризующим основные черты функции распределения случайной величины.

Математическое ожидание или среднее значение:

$$M(z) = \int_{-\infty}^{\infty} zp(z)dz \quad (1.8)$$

Математическое ожидание часто обозначают как m_z или \bar{z} . Из (1.8) следуют очевидные свойства:

$$M\{c\} = c; M\{c \cdot z\} = c \cdot M\{z\}; M\{a + b \cdot z\} = a + b \cdot M\{z\}, \quad (1.9)$$

где a, b, c – константы.

Дисперсия случайной величины:

$$D\{z\} = \sigma_z^2 = M\{(z - M\{z\})^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} (z - M\{z\})^2 p(z)dz \quad (1.10)$$

или

$$D\{z\} = M\{z^2\} - (M\{z\})^2 \quad (1.11)$$

Величина $\sigma_z^2 = \sqrt{D\{z\}}$ называется средним квадратическим отклонением (СКО) случайной величины и характеризует область ее наиболее вероятных значений.

Свойства дисперсии:

$$D\{c\} = 0; D\{c \cdot z\} = c^2 \cdot D\{z\}; D\{a + b \cdot z\} = b^2 \cdot D\{z\}. \quad (1.12)$$

Математическое ожидание и СКО позволяют в первом приближении оценить характер функции распределения случайной величины. Для более полной оценки используются моментные характеристики третьего и четвертого порядков.

Коэффициент асимметрии распределения:

$$A = \frac{M\{(z - M\{z\})^3\}}{\sigma_z^3} = \frac{1}{\sigma_z^3} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} (z - M\{z\})^3 p(z)dz \quad (1.13)$$

Эта безразмерная величина характеризует степень асимметрии кривой $p(z)$. В зависимости от ее знака говорят о распределениях с положительной $A > 0$ («хвост» справа) или отрицательной $A < 0$ («хвост» слева) асимметрией. Для симметричных распределений $A = 0$ (рис. 1.3, а).

Коэффициент эксцесса:

$$E = \frac{1}{\sigma_z^4} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} (z - M\{z\})^4 p(z)dz - 3 \quad (1.14)$$

Величина безразмерная, характеризует островершинность или плосковершинность функции распределения по сравнению с нормальным законом распределения. Число 3 нормирует коэффициент эксцесса на нуль в случае нормального закона распределения. Коэффициент

эксцесса положителен для островершинных и отрицателен для плосковершинных распределений (рис. 1.3, б).

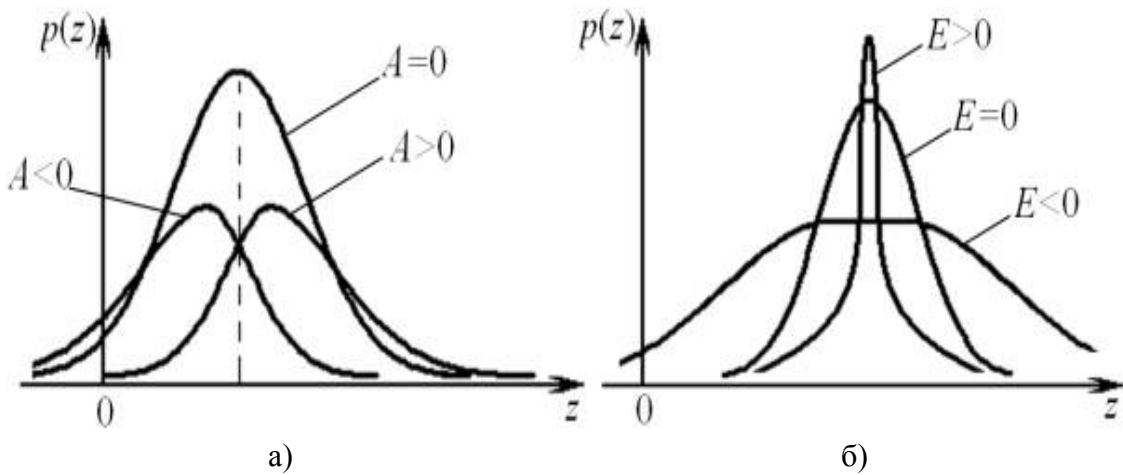


Рис. 1.3. Коэффициент асимметрии а) и коэффициент эксцесса б) распределений.

Помимо указанных четырех моментных числовых характеристик распределения случайной величины используются и немоментные характеристики.

Медиана – это такое значение Me случайной величины Z , для которой выполняются соотношения:

$$\begin{aligned} P(Z > Me) &= P(Z < Me) = \frac{1}{2}; \\ \int_{-\infty}^{Me} p(z) dz &= \int_{Me}^{\infty} p(z) dz = \frac{1}{2}. \end{aligned} \tag{1.15}$$

Медиана распределения делит площадь под кривой $p(z)$ на две равные части. Для симметричных распределений медиана равна математическому ожиданию.

Среди числовых характеристик двумерных распределений наиболее часто используется *коэффициент корреляции*. Он характеризует степень взаимосвязи случайных величин Z_1 и Z_2 и определяется как:

$$\begin{aligned} r &= \frac{M\{(z_1 - M\{z_1\}) \cdot (z_2 - M\{z_2\})\}}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = \frac{\overline{(z_1 - \bar{z}_1) \cdot (z_2 - \bar{z}_2)}}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z_1 z_2 p(z_1, z_2) dz_1 dz_2 - \bar{z}_1 \bar{z}_2}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} = \frac{1}{\sigma_1 \cdot \sigma_2} (\overline{z_1 z_2} - \bar{z}_1 \bar{z}_2), \end{aligned} \tag{1.16}$$

где σ_1 и σ_2 – СКО случайных величин Z_1 и Z_2 соответственно. Для независимых случайных величин $r = 0$.

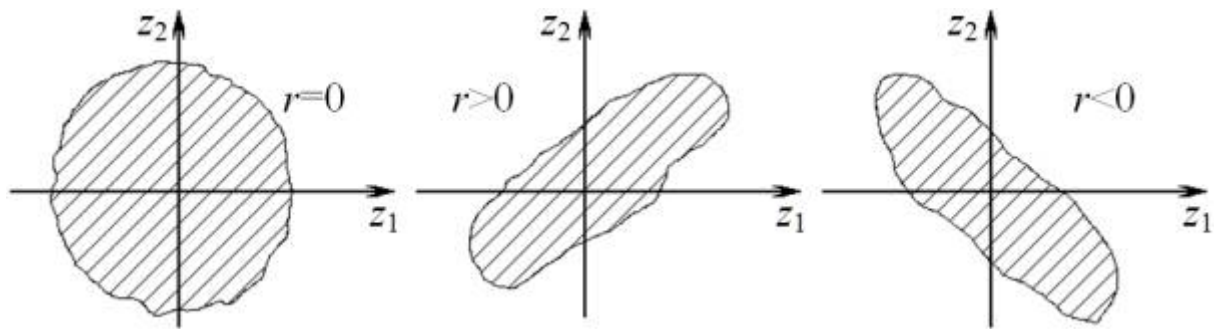


Рис. 1.4. Области разброса значений величин Z_1 и Z_2 при различных коэффициентах корреляции.

По своему физическому смыслу коэффициент корреляции является в общем случае простейшей характеристикой связи двух случайных величин. Он определяет меру линейной зависимости Z_1 и Z_2 . Коэффициент корреляции может меняться в пределах $-1 \leq r \leq 1$. Если $|r| = 1$, то величины Z_1 и Z_2 связаны линейно, например, $Z_1 = a + b \cdot Z_2$. На [рисунке 1.4](#) изображены три варианта разброса величин Z_1 и Z_2 для различных значений коэффициента корреляции.

$$Z = \sum_{i=1}^n a_i Z_i$$

Дисперсия суммы случайных величин определяется как:

$$\sigma_z^2 = \sum_{i=1}^n a_i^2 \sigma_i^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j>i}^n a_i a_j \sigma_i \sigma_j r_{ij} \quad (1.17)$$

1.2.3. Аналитические модели законов распределения

Чтобы воспользоваться вероятностными методами оценки погрешностей средств и результатов измерений, необходимо сначала для данной конкретной погрешности установить вид аналитической модели [закона распределения](#) и [плотности вероятности](#). Приведем некоторые из них, наиболее часто встречающиеся на практике.

Равномерный закон распределения.

Если возможные значения случайной погрешности заключены в интервале $[-M, M]$ и все значения в пределах этого интервала равновозможны, то функция плотности вероятности имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{2M}, & \varepsilon \in [-M, M] \\ 0, & \varepsilon \notin [-M, M] \end{cases} \quad (1.18)$$

где M – предельное значение погрешности ([рис. 1.5, а](#)).

В этом случае $D\{\varepsilon\} = \frac{M^2}{3}$; $A = 0$; $E = -1, 2$; $P(\alpha < \varepsilon < \beta) = \frac{\beta - \alpha}{2M}$.

Равномерный закон распределения имеют: погрешность округления при расчетах; погрешность отсчета показаний аналоговых приборов; погрешность квантования в цифровых приборах; погрешность от трения в приборах и преобразователях с подвижными частями и т.д.

Треугольный закон распределения (закон Симпсона).

Функция плотности вероятности такого закона ([рис. 1.5, б](#)) имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{M} \left(1 - \frac{\varepsilon}{M}\right), & \varepsilon \in [0, M] \\ \frac{1}{M} \left(1 + \frac{\varepsilon}{M}\right), & \varepsilon \in [-M, 0] \\ 0, & \varepsilon \notin [-M, M] \end{cases} \quad (1.19)$$

$$D\{\varepsilon\} = \frac{M^2}{6}; A = 0; E = -0,6.$$

Для этого распределения

Треугольный закон распределения имеет сумма двух независимых случайных величин, каждая из

$$\left[-\frac{M}{2}, \frac{M}{2}\right]$$

которых равномерно распределена на отрезке. Так распределена погрешность дискретности в электронносчетном частотомере. Так бывает, когда погрешность округления имеет место при установлении начала отсчета и при отсчете показания прибора, имеющего цену деления M . Треугольному распределению приближенно подчиняются колебания напряжения в сетях крупных энергосистем.

Трапециидальный закон распределения.

Вид функции плотности вероятности трапециидального закона и некоторые его числовые характеристики приведены на [рисунке 1.5, в](#). Такой закон имеет сумма двух независимых равномерно распределенных погрешностей с разными предельными значениями M_1 и M_2 .

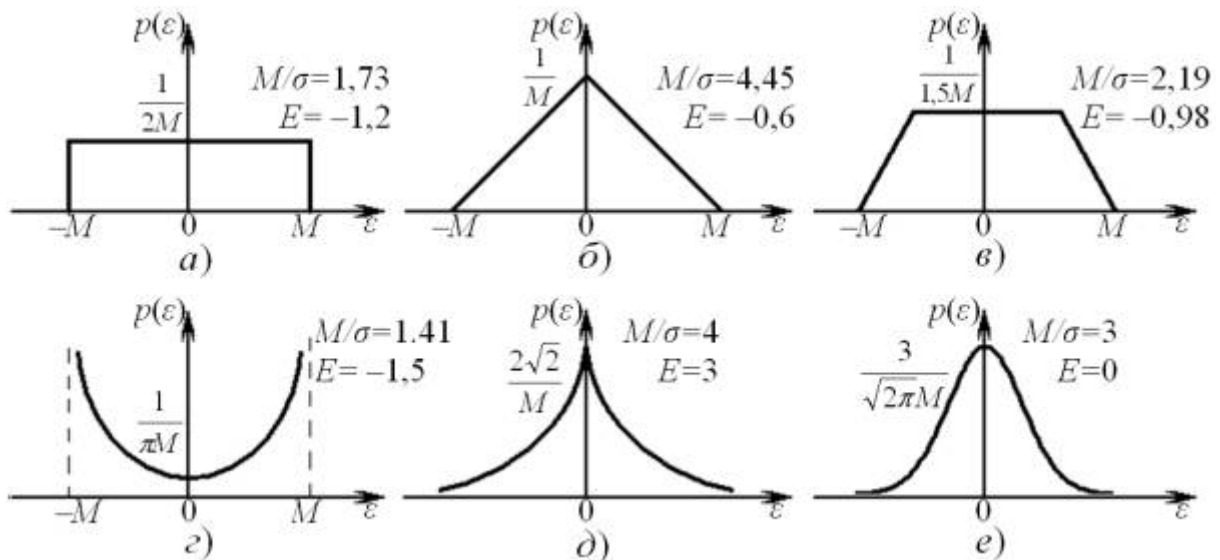


Рис. 1.5. Некоторые аналитические модели законов распределения.

Арксинусоидальный закон распределения.

Функция плотности вероятности представлена на [рисунке 1.5, г](#). Она описывается выражением:

$$p(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{1}{\pi\sqrt{M^2 - \varepsilon^2}}, & \varepsilon \in [-M, M] \\ 0, & \varepsilon \notin [-M, M] \end{cases} \quad (1.20)$$

Для такого закона $D\{\varepsilon\} = \frac{M^2}{2}; A = 0; E = -1,5$.

Трапециидальный закон распределения имеет погрешность от наводки, создаваемой гармоническим сетевым напряжением, на входе измерительного прибора.

Закон распределения Лапласа.

Функция плотности вероятности приведена на [рисунке 1.5, д](#) и имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \frac{1}{2\beta} e^{-\frac{|\varepsilon|}{\beta}}, \beta > 0, -\infty < \varepsilon < \infty \quad (1.21)$$

Для этого распределения $D\{\varepsilon\} = 2\beta^2; A = 0; E = 3$.

Нормальный (Гауссов) закон распределения.

Нормальный закон распределения играет исключительную роль в теории вероятности и ее приложениях. С одной стороны это вызвано удобством его математических свойств, поэтому большинство методов математической статистики построено в предположении, что случайная величина подчиняется нормальному закону распределения. С другой стороны, такая значительная роль нормального закона определяется *центральной предельной теоремой*. Согласно этой теореме сумма большого числа независимых случайных величин, каждая из которых мала по сравнению с суммой, имеет закон распределения, близкий к нормальному.

Нормальный закон не является законом природы, а есть лишь удобная аппроксимация реальных распределений. Это следует хотя бы из того, что для нормального распределения $-\infty < \varepsilon < \infty$ в действительности погрешности никогда не могут быть бесконечными.

Функция плотности вероятности нормального закона ([рис. 1.5, е](#)) выражается соотношением:

$$p(\varepsilon) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\varepsilon^2}{2\sigma^2}} \quad (1.22)$$

где σ – среднее квадратическое отклонение.

В общем случае нормальное распределение определяется двумя параметрами: математическим ожиданием и дисперсией. Для приведенного распределения $D\{\varepsilon\} = \sigma^2; A = 0; E = 0$.

Если $\varepsilon = N(0, \sigma^2)$, т.е. случайная погрешность имеет нормальный закон распределения со средним значением, равным нулю и дисперсией σ^2 , то:

$$P(a < \varepsilon < b) = \Phi(b/\sigma) - \Phi(a/\sigma); P(|\varepsilon| < a) = 2\Phi(a/\sigma), \quad (1.23)$$

где
$$\Phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$
 – интеграл вероятности.

Важным свойством нормального закона является его устойчивость. Это означает, что сумма независимых нормально распределенных случайных величин тоже подчиняется нормальному распределению.

Формально при нормальном распределении случайная величина не ограничена, однако, на практике в качестве максимального значения случайной погрешности выбирают значение 3σ .

Действительно, на основании (1.23) $P(|\varepsilon| < 3\sigma) = 2\Phi(3) \approx 0,997 \approx 1$, поэтому интервал $[-3\sigma, 3\sigma]$ считают интервалом практически возможных значений ε .

Закон распределения Стьюдента.

Этот закон распределения описывает плотность вероятности значения среднего арифметического, вычисленного по выборке из n случайных отсчетов из нормально распределенной генеральной совокупности. Аналитическое выражение этого закона имеет вид:

$$p_n(\varepsilon) = \frac{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)}{\sqrt{\pi(n-1)}\Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right)} \left(1 + \frac{\varepsilon^2}{n-1}\right)^{-\frac{n}{2}}, \quad (1.24)$$

где n – число измерений,
$$\Gamma(t) = \int_0^\infty x^{t-1} e^{-x} dx$$
 – гамма функция.

Выражение (1.24) описывает целое семейство законов, т.к. вид распределения зависит от числа выбранных измерений n . Для распределения Стьюдента с $n > 5$ справедливы соотношения:

$$\sigma^2 = \sqrt{\frac{n-1}{n-3}}; E = \frac{6}{n-5}$$

Закон распределения Коши.

Этот закон описывает, например, распределение отношения двух независимых нормально распределенных центрированных случайных величин. Его функция вероятности имеет вид:

$$p(\varepsilon) = \frac{1}{a\pi \left(1 + \frac{\varepsilon^2}{a^2}\right)} \quad (1.25)$$

где a – параметр ширины распределения.

Свойства этого распределения существенно отличаются от свойств рассмотренных ранее распределений. Например, дисперсия и коэффициент эксцесса этого распределения равны бесконечности, т.к. соответствующие интегралы расходятся. Кроме того, для нецентрированной случайной величины, распределенной по закону Коши, не существует математического ожидания. Для таких распределений центр и степень разброса случайной величины определяются не математическим ожиданием и дисперсией, а другими величинами, рассмотрение которых выходит за рамки настоящего курса.

Другие законы распределения.

В практике измерений могут встречаться и другие виды распределений. Достаточно широкий класс представляют *распределения типа Шапо*. Их особенностью является уплощенная вершина и пологие длинные спады. Аналитической моделью таких распределений является композиция равномерного и экспоненциального распределений. В качестве другого обширного класса распределений можно привести так называемые *двухмодальные распределения*. Для их плотности вероятности характерно наличие двух максимумов, симметричных относительно центра. Аналитической моделью таких распределений является композиция двузначного дискретного и экспоненциального распределений.

Далее следует пояснение введенного понятия композиции законов распределения.

1.2.4. Композиция законов распределения

На практике часто приходится суммировать несколько случайных величин. Распределение суммы двух независимых случайных величин Z_1 и Z_2 носит название композиции законов распределения.

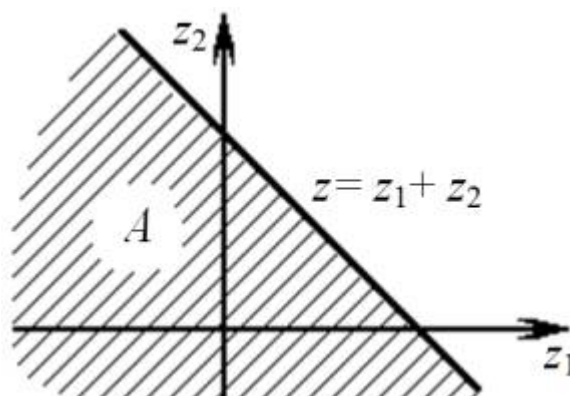


Рис. 1.6. Композиция законов распределения.

Пусть Z_1 и Z_2 – независимые случайные величины, а их сумма $Z = Z_1 + Z_2$, причем $p(z_1, z_2) = p_1(z_1) \cdot p_2(z_2)$ в силу независимости Z_1 и Z_2 . Функция распределения для Z : $F(z) = P(Z < z) = P((Z_1 + Z_2) < z)$. Она определяется путем интегрирования $p_1(z_1, z_2)$ по области A , заштрихованной на [рисунке 1.6](#).

$$\begin{aligned}
 F(z) &= \iint_A p_1(z_1) p_2(z_2) dz_1 dz_2 = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} p_1(z_1) dz_1 \int_{-\infty}^{\epsilon - z_1} p_2(z_2) dz_2 = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(z_2) dz_2 \int_{-\infty}^{\epsilon - z_2} p_1(z_1) dz_1.
 \end{aligned}$$

Отсюда плотность вероятности $p(z)$ находится дифференцированием:

$$p(z) = \frac{dF(z)}{dz} = \int_{-\infty}^{\infty} p_1(z_1)p_2(z - z_1)dz_1 = \int_{-\infty}^{\infty} p_2(z_2)p_1(z - z_2)dz_2. \quad (1.26)$$

Таким образом, плотность вероятности суммы независимых случайных величин определяется сверткой плотностей вероятности этих величин.

1.3. Статистическая обработка данных

1.3.1. Простая статистическая совокупность. Статистическая функция распределения

Предположим, что изучается некоторая случайная величина X , закон распределения которой в точности неизвестен, и требуется определить этот закон из опыта или проверить экспериментально гипотезу о том, что величина X подчинена тому или иному закону. С этой целью над случайной величиной X производится ряд независимых опытов (наблюдений). В каждом из этих опытов случайная величина X принимает определенное значение. Совокупность наблюдаемых значений величины и представляет собой первичный статистический материал, подлежащий обработке, осмыслению и научному анализу. Такая совокупность называется «простой статистической совокупностью» или «простым статистическим рядом». Обычно простая статистическая совокупность оформляется в виде таблицы с одним входом, в первом столбце которой стоит номер опыта, а во втором – полученное значение случайной величины. Простой [статистический ряд](#) представляет собой первичную форму записи статистического материала и может быть обработан различными способами. Одним из способов такой обработки является построение статистической функции распределения случайной величины.

Статистической функцией распределения ([рис. 1.7](#)) случайной величины X называется частота события $X < x$ в данном статистическом материале:

$$\Gamma(x) = F(X < x). \quad (1.27)$$

Для того чтобы найти значение статистической функции распределения при данном x достаточно подсчитать число опытов, в которых величина X приняла значение, меньшее чем x , и разделить на общее число n произведенных опытов.

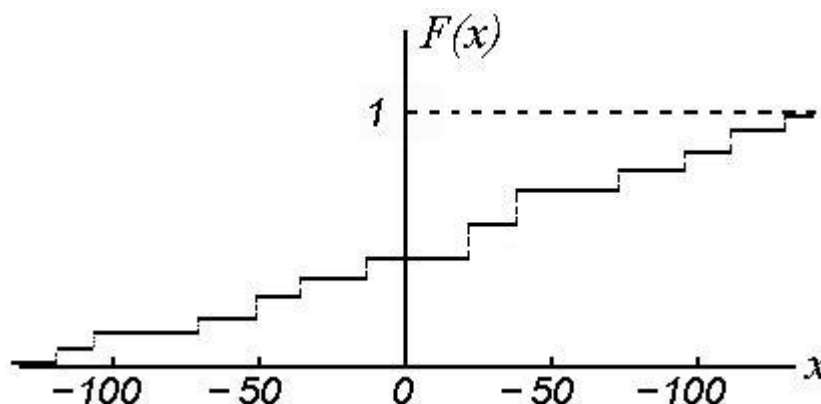


Рис. 1.7. Статистическая функция распределения.

В принципе построение статистической функции распределения уже решает задачу описания экспериментального материала. Однако при большом числе опытов n построение $F(x)$ описанным

выше способом весьма трудоемко. Кроме того, часто бывает удобно (в смысле наглядности) пользоваться другими характеристиками статистических распределений, аналогичными не функции распределения $F(x)$, а плотности вероятности $f(x)$.

1.3.2. Отображение статистических рядов при помощи гистограмм

При большом числе наблюдений (порядка сотен) простая статистическая совокупность перестает быть удобной формой записи статистического материала - она становится слишком громоздкой и мало наглядной. Для придания ему большей компактности и наглядности статистический материал должен быть подвергнут дополнительной обработке - строится так называемый «статистический ряд».

Предположим, что в нашем распоряжении результаты наблюдений над непрерывной случайной величиной X , оформленные в виде простой статистической совокупности. Разделим весь диапазон наблюдаемых значений X на интервалы или «разряды» и подсчитаем количество значений m_i , приходящееся на каждый i -й разряд. Это число разделим на общее число наблюдений n и найдем частоту, соответствующую данному разряду:

$$p_i = \frac{m_i}{n} \quad (1.28)$$

Сумма частот всех разрядов, очевидно, должна быть равна единице. Можно построить таблицу, в которой приведены разряды в порядке их расположения вдоль оси абсцисс и соответствующие частоты. Эта таблица называется статистическим рядом.

При группировке наблюдаемых значений случайной величины по разрядам возникает вопрос о том, к какому разряду отнести значение, находящееся в точности на границе двух разрядов. В этих случаях можно рекомендовать (чисто условно) считать данное значение принадлежащим в равной мере к обоим разрядам и прибавлять к числам m_i того и другого разряда по $1/2$.

Число разрядов, на которые следует группировать статистический материал, не должно быть слишком большим (тогда ряд распределения становится невыразительным, и частоты в нем обнаруживают незакономерные колебания); с другой стороны, оно не должно быть слишком малым (при малом числе разрядов свойства распределения описываются статистическим рядом слишком грубо). Практика показывает, что в большинстве случаев рационально выбирать число разрядов порядка 10-20. Чем богаче и однороднее статистический материал, тем большее число разрядов можно выбирать при составлении статистического ряда. Длины разрядов могут быть как одинаковыми, так и различными. Проще, разумеется, брать их одинаковыми. Однако при оформлении данных о случайных величинах, распределенных крайне неравномерно, иногда бывает удобно выбирать в области наибольшей плотности распределения разряды более узкие, чем в области малой плотности.

Статистический ряд часто оформляется графически в виде так называемой гистограммы.

Гистограмма строится следующим образом. По оси абсцисс откладываются разряды, и на каждом из разрядов как на основании строится прямоугольник, площадь которого равна частоте данного разряда. Для построения гистограммы нужно частоту каждого разряда разделить на его длину и полученное число взять в качестве высоты прямоугольника. В случае равных по длине разрядов высоты прямоугольников пропорциональны соответствующим частотам. Из способа построения гистограммы следует, что полная площадь ее равна единице.

В качестве примера можно привести гистограмму для ошибки наводки, построенную по данным статистического ряда, рассмотренного ранее ([рис. 1.8](#)).

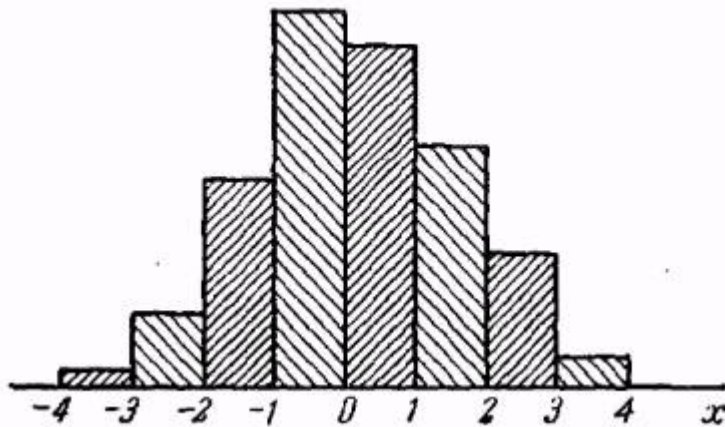


Рис. 1.8. Статистическая функция распределения.

Очевидно, при увеличении числа опытов можно выбирать все более и более мелкие разряды; при этом гистограмма будет все более приближаться к некоторой кривой, ограничивающей площадь, равную единице, нетрудно убедиться, что эта кривая представляет собой график плотности распределения величины X .

Пользуясь данными статистического ряда, можно приближенно построить и статистическую функцию распределения величины X . Построение точной статистической функции распределения с несколькими сотнями скачков во всех наблюдаемых значениях X слишком трудоемко и себя не оправдывает. Для практики обычно достаточно построить статистическую функцию распределения по нескольким точкам. В качестве этих точек удобно взять границы x_1, x_2, \dots разрядов, которые фигурируют в статистическом ряде.

1.4. Выравнивание статистических рядов

Во всяком статистическом распределении неизбежно присутствуют элементы случайности, связанные с тем, что число наблюдений ограничено, что произведены именно те, а не другие опыты, давшие именно те, а не другие результаты. Только при очень большом числе наблюдений эти элементы случайности сглаживаются, и случайное явление обнаруживает в полной мере присущую ему закономерность. На практике мы почти никогда не имеем дела с таким большим числом наблюдений и вынуждены считаться с тем, что любому статистическому распределению свойственны в большей или меньшей мере черты случайности. Поэтому при обработке статистического материала часто приходится решать вопрос о том, как подобрать для данного статистического ряда теоретическую кривую распределения, выражающую лишь существенные черты статистического материала, но не случайности, связанные с недостаточным объемом экспериментальных данных. Такая задача называется задачей выравнивания (сглаживания) статистических рядов.

Задача выравнивания заключается в том, чтобы подобрать теоретическую плавную кривую распределения, с той или иной точки зрения наилучшим образом описывающую данное статистическое распределение ([рис. 1.9](#)).

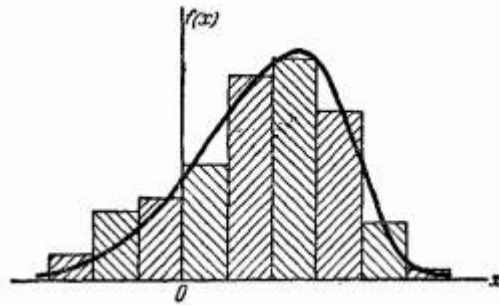


Рис. 1.9. Статистический ряд, нуждающийся в выравнивании.

Задача о наилучшем выравнивании статистических рядов, как и вообще задача о наилучшем аналитическом представлении эмпирических функций, есть задача в значительной мере неопределенная, и решение ее зависит от того, что принято считать «наилучшим». Например, при сглаживании эмпирических зависимостей очень часто исходят из так называемого принципа или метода наименьших квадратов. Считается, что наилучшим приближением к эмпирической зависимости в данном классе функций является такое, при котором сумма квадратов отклонений обращается в минимум. При этом вопрос о том, в каком именно классе функций следует искать наилучшее приближение, решается уже не из математических соображений, а из соображений, связанных с физикой решаемой задачи, с учетом характера полученной эмпирической кривой и степени точности произведенных наблюдений. Часто принципиальный характер функции, выражающей исследуемую зависимость, известен заранее из теоретических соображений, из опыта же требуется получить лишь некоторые численные параметры, входящие в выражение функции; именно эти параметры подбираются с помощью метода наименьших квадратов.

Аналогично обстоит дело и с задачей выравнивания статистических рядов. Как правило, принципиальный вид теоретической кривой выбирается заранее из соображений, связанных с существом задачи, а в некоторых случаях просто с внешним видом статистического распределения. Аналитическое выражение выбранной кривой распределения зависит от ряда параметров. Задача выравнивания статистического ряда переходит в задачу рационального выбора тех значений параметров, при которых соответствие между статистическим и теоретическим распределениями оказывается наилучшим.

Предположим, например, что исследуемая величина X есть ошибка измерения, возникающая в результате суммирования воздействий множества независимых элементарных ошибок; тогда из теоретических соображений можно считать, что величина X подчиняется нормальному закону. Тогда задача выравнивания переходит в задачу о рациональном выборе параметров математического ожидания и дисперсии.

Бывают случаи, когда заранее известно, что величина X распределяется статистически приблизительно равномерно на некотором интервале; тогда можно поставить задачу о рациональном выборе параметров того закона равномерной плотности, которым можно наилучшим образом заменить (выровнять) заданное статистическое распределение.

$$f(x) = \begin{cases} \frac{1}{\beta - \alpha}, & \text{при } \alpha < x < \beta, \\ 0, & \text{при } x < \alpha \text{ или } x > \beta. \end{cases} \quad (1.29)$$

Следует при этом иметь в виду, что любая аналитическая функция $f(x)$, с помощью которой выравнивается статистическое распределение должна обладать свойствами плотности распределения

$$\left. \begin{array}{l} f(x) \geq 0, \\ \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = 1. \end{array} \right\} \quad (1.30)$$

Предположим, что из тех или иных соображений выбрана функция $f(x)$, удовлетворяющая условиям (1.30), с помощью которой нужно выровнять данное статистическое распределение; в выражение этой функции входит несколько параметров a, b, \dots . Требуется подобрать эти параметры так, чтобы функция $f(x)$ наилучшим образом описывала данный статистический материал ([рис. 1.10](#)).

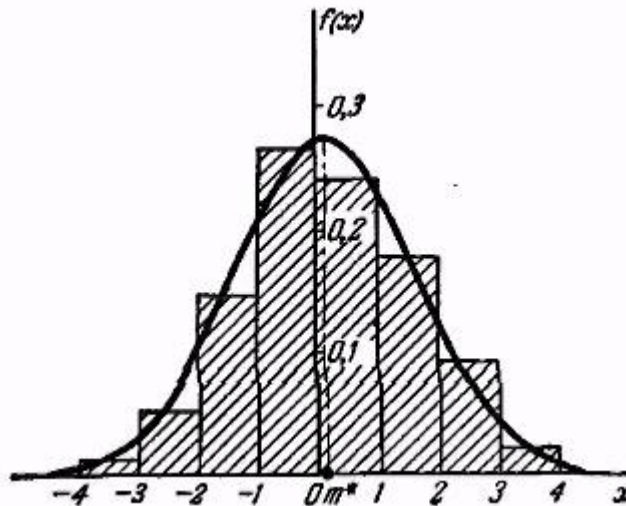


Рис. 1.10. Результат выравнивания статистического ряда.

Один из методов, применяемых для решения этой задачи – метод моментов. Согласно методу моментов, параметры a, b, \dots выбираются с таким расчетом, чтобы несколько важнейших числовых характеристик (моментов) теоретического распределения были равны соответствующим статистическим характеристикам. Например, если теоретическая кривая $f(x)$ зависит только от двух параметров a и b , эти параметры выбираются так, чтобы математическое ожидание m_x^* и дисперсия D_x^* теоретического распределения совпадали с соответствующими статистическими характеристиками m_x^* и D_x^* . Если кривая $f(x)$ зависит от трех параметров, можно подобрать их так, чтобы совпали первые три момента и т.д. При выравнивании статистических рядов может оказаться полезной специально разработанная система *кривых Пирсона*, каждая из которых зависит в общем случае от четырех параметров. При выравнивании эти параметры выбираются с тем расчетом, чтобы сохранить первые четыре момента статистического распределения (математическое ожидание, дисперсию, третий и четвертый моменты).

Оригинальный набор кривых распределения, построенных по иному принципу, дал Н. А. Бородачев. Принцип, на котором строится система кривых Н. А. Бородачева, заключается в том, что выбор типа теоретической кривой основывается не на внешних формальных признаках, а на анализе физической сущности случайного явления или процесса, приводящего к тому или иному закону

Следует заметить, что при выравнивании статистических рядов нерационально пользоваться моментами порядка выше четвертого т.к. точность вычисления моментов резко падает с ростом их порядка.

1.5. Особенности обработки ограниченного числа опытов

Ранее уже были рассмотрены некоторые задачи математической статистики, относящиеся к обработке опытных данных. Это были главным образом задачи о нахождении законов распределения случайных величин по результатам опытов. Чтобы найти закон распределения, нужно располагать достаточно обширным статистическим материалом, порядка нескольких сотен опытов (наблюдений). Однако на практике часто приходится иметь дело со статистическим материалом весьма ограниченного объема - с двумя-тремя десятками наблюдений, часто даже меньше. Это обычно связано с дороговизной и сложностью постановки каждого опыта. Такого ограниченного материала явно недостаточно для того, чтобы найти заранее неизвестный закон распределения случайной величины; но все же этот материал может быть обработан и использован для получения некоторых сведений о случайной величине. Например, на основе ограниченного статистического материала можно определить, хотя бы ориентировочно, важнейшие числовые характеристики случайной величины: математическое ожидание, дисперсию, иногда – высшие моменты. На практике часто бывает, что вид закона распределения известен заранее, а требуется найти только некоторые параметры, от которых он зависит. Например, если заранее известно, что закон распределения случайной величины нормальный, то задача обработки сводится к определению двух его параметров μ и σ . Если заранее известно, что величина распределена по закону Пуассона, то подлежит определению только один его параметр: математическое ожидание α . Наконец, в некоторых задачах вид закона распределения вообще несуществен, а требуется знать только его числовые характеристики.

Далее будет рассмотрен ряд задач об определении неизвестных параметров, от которых зависит закон распределения случайной величины, по ограниченному числу опытов.

Прежде всего нужно отметить, что любое значение искомого параметра, вычисленное на основе ограниченного числа опытов, всегда будет содержать элемент случайности. Такое приближенное, случайное значение мы будем называть *оценкой* параметра. Например, оценкой для математического ожидания может служить среднее арифметическое наблюдаемых значений случайной величины в n независимых опытах. При очень большом числе опытов среднее арифметическое будет с большой вероятностью весьма близко к математическому ожиданию. Если же число опытов невелико, то замена математического ожидания средним арифметическим приводит к какой-то ошибке. Эта ошибка в среднем тем больше, чем меньше число опытов. Так же будет обстоять дело и с оценками других неизвестных параметров. Любая из таких оценок случайна, поэтому при пользовании ею неизбежны ошибки. Желательно выбрать такую оценку, чтобы эти ошибки были по возможности минимальными.

Рассмотрим следующую общую задачу. Имеется случайная величина X , закон распределения которой содержит неизвестный параметр α . Требуется найти подходящую оценку для параметра α по результатам n независимых опытов, в каждом из которых величина X приняла определенное значение. Обозначим наблюдаемые значения случайной величины X_1, X_2, \dots, X_n .

Их можно рассматривать как n «экземпляров» случайной величины X , то есть n независимых случайных величин, каждая из которых распределена по тому же закону, что и случайная величина X .

Обозначим α^* оценку для параметра α . Любая оценка, вычисляемая на основе материала выборки, должна представлять собой функцию величин X_1, X_2, \dots, X_n :

$$\alpha^* = \alpha^*(X_1, X_2, \dots, X_n)$$

и, следовательно сама является величиной случайной. Закон распределения $\hat{\alpha}^*$ зависит от закона распределения X и от числа опытов n . В принципе этот закон распределения может быть найден методами теории вероятностей.

Предъявим к оценке $\hat{\alpha}^*$ ряд требований, которым она должна удовлетворять, чтобы быть доброкачественной оценкой.

Естественно потребовать от оценки $\hat{\alpha}^*$, чтобы при увеличении количества опытов она приближалась (сходилась по вероятности) к параметру α . Оценка, обладающая таким свойством, называется состоятельной.

Кроме того, желательно, чтобы, пользуясь величиной $\hat{\alpha}^*$ вместо α , мы по крайней мере не делали систематической ошибки в сторону завышения или занижения, т.е. чтобы выполнялось условие:

$$M(\hat{\alpha}^*) = \alpha.$$

Оценка, удовлетворяющая такому условию называется несмещенной. Наконец, желательно, чтобы выбранная несмещенная оценка обладала по сравнению с другими наименьшей дисперсией, т. е.

$$D(\hat{\alpha}^*) = \min.$$

Оценка, обладающая таким свойством, называется эффективной. На практике не всегда удается удовлетворить всем этим требованиям. Например, может оказаться, что, даже если эффективная оценка существует, то формулы ее вычисления могут оказаться очень сложными, и приходится удовлетворяться другой оценкой, дисперсия которой несколько больше. Иногда в интересах простоты расчетов применяются незначительно смещенные оценки. Однако выбору оценки всегда должно предшествовать ее критическое рассмотрение со всех перечисленных точек зрения.

1.6. Доверительный интервал и доверительная вероятность

Ранее были рассмотрены вопросы об оценке неизвестного параметра α одним числом. Такая оценка называется «точечной». В ряде задач требуется не только найти для параметра α подходящее численное значение, но и оценить его точность и надежность. Требуется знать к каким ошибкам может привести замена параметра α его точечной оценкой $\hat{\alpha}^*$ и с какой степенью уверенности можно ожидать, что эти ошибки не выйдут за известные пределы.

Такого рода задачи особенно актуальны при малом числе наблюдений, когда точечная оценка $\hat{\alpha}^*$ в значительной мере случайна и приближенная замена α на $\hat{\alpha}^*$ может привести к серьезным ошибкам. Чтобы дать представление о точности и надежности оценки $\hat{\alpha}^*$, в математической статистике пользуются так называемыми доверительными интервалами и доверительными вероятностями.

Пусть для параметра α получена из опыта несмещенная оценка $\hat{\alpha}^*$. Мы хотим оценить возможную при этом ошибку. Назначим некоторую достаточно большую вероятность β (например, $\beta = 0.9$, 0.95 или 0.99) такую, что событие с вероятностью β можно считать практически достоверным, и найдем такое значение ε , для которого:

$$P(|\hat{\alpha}^* - \alpha| < \varepsilon) = \beta \tag{1.31}$$

Тогда диапазон практически возможных значений ошибки, возникающей при замене α на α^* , будет $\pm \varepsilon$; большие по абсолютной величине ошибки будут появляться только с малой вероятностью $\alpha = 1 - \beta$. Перепишем (1.31) в виде:

$$P(\alpha^* - \varepsilon < \alpha < \alpha^* + \varepsilon) = \beta \quad (1.32)$$

Равенство (1.32) означает, что с вероятностью β неизвестное значение параметра α попадает в интервал:

$$I_\beta = (\alpha^* - \varepsilon, \alpha^* + \varepsilon) \quad (1.33)$$

При этом необходимо отметить одно обстоятельство. Ранее мы неоднократно рассматривали вероятность попадания случайной величины в заданный неслучайный интервал. Здесь дело обстоит иначе: величина α не случайна, зато случаен интервал I_β . Случайно его положение на оси абсцисс, определяемое его центром α ; случайна вообще и длина интервала 2ε , так как величина ε вычисляется, как правило, по опытным данным. Поэтому в данном случае лучше будет толковать величину β не как вероятность «попадания» точки α в интервал I_β , а как вероятность того, что случайный интервал I_β накроет точку α ([рис. 1.11](#)).

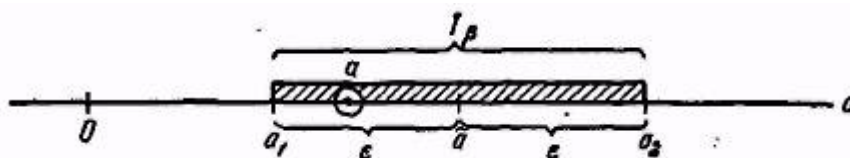


Рис. 1.11. Доверительный интервал.

Вероятность β принято называть [доверительной вероятностью](#), а интервал I_β [доверительным интервалом](#). Границы интервала I_β : $\alpha_1 = \alpha^* - \varepsilon$ и $\alpha_2 = \alpha^* + \varepsilon$ называют доверительными границами.

Можно дать еще одно толкование доверительного интервала: его можно рассматривать как интервал значений параметра α , совместимых с опытными данными и не противоречащих им.

Действительно, если условиться считать событие с вероятностью $\alpha = 1 - \beta$ практически невозможным, то те значения параметра α , для которых $|\alpha^* - \alpha| > \varepsilon$, нужно признать противоречащими опытными данным, а те, для которых $|\alpha^* - \alpha| < \varepsilon$, совместимыми с ними.

Перейдем к вопросу о нахождении доверительных границ α_1 и α_2 . Пусть для параметра α имеется несмещенная оценка α^* . Если бы нам был известен закон распределения величины α , задача нахождения доверительного интервала была бы весьма проста: достаточно было бы найти такое значение ε , для которого

$$P(|\alpha^* - \alpha| < \varepsilon) = \beta$$

Затруднение состоит в том, что закон распределения оценки $\hat{\alpha}^*$ зависит от закона распределения величины X и, следовательно, от его неизвестных параметров (в частности, и от самого параметра α).

Чтобы обойти это затруднение, можно применить следующий грубо приближенный прием: заменить в выражении для $\hat{\alpha}$ неизвестные параметры их точечными оценками. При сравнительно большом числе опытов n (порядка 20 – 30) этот прием обычно дает удовлетворительные по точности результаты.

Вопросы для самостоятельной работы по темам к курсу «ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ В СОВРЕМЕННОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ»

Вопросы по теме: «Обработка результатов экспериментов»

1. Что такое случайная погрешность?
2. Что такое систематическая погрешность?
3. Что такое случайная величина (СВ)?
4. Что такое функция распределения СВ?
5. Что такое плотность вероятности СВ?
6. Что такое медиана распределения СВ?
7. Что такое дисперсия СВ?
8. Что такое доверительный интервал?
9. Что такое доверительная вероятность?

2. Измерительные системы

Современные измерительные задачи, как правило, не исчерпываются измерением одного параметра какого либо объекта измерения, а являются комплексными, и связаны с необходимостью одновременного контроля большого числа физических величин. В общем случае [измерительные системы](#) – это средства измерений, решающие такие комплексные измерительные задачи. Далее приводятся основные характеристики, принятые для описания измерительных систем.

2.1. Основные характеристики измерительных систем

2.1.1. Чувствительность, порог чувствительности

Чувствительность S измерительной системы – это отношение величины выходного сигнала y к величине входного сигнала x .

$$S = \frac{y}{x}. \quad (2.1)$$

В общем случае чувствительность измерительной системы зависит от частоты:

$$S = S(\omega)$$

Чувствительность измерительного усилителя называют усилением или *коэффициентом усиления*. При этом входной и выходной сигналы соразмерны. Если же сигналы на входе и на выходе измерительной системы имеют разные размерности, то говорят о *передаточной характеристике*. Помимо чувствительности иногда используют масштабный коэффициент:

$$W = \frac{1}{S} = \frac{x}{y}. \quad (2.2)$$

Например, высота масштабной сетки на экране осциллографа 8 см. При приложении к отклоняющим пластинам напряжения 40 мВ электронный луч отклоняется на всю высоту. Следовательно, чувствительность составляет 0,2 см/мВ, а масштабный коэффициент равен 5 мВ/см. Из соображений удобства считывания именно масштабный коэффициент будет указан на передней панели осциллографа.

В большинстве случаев зависимость выходного сигнала (отсчета) [дифференциальной \(или динамической\) чувствительности](#) от входного сигнала (объекта измерения) не является прямо пропорциональной. Тогда принято говорить о S_s :

$$S_s = \frac{dy}{dx}. \quad (2.3)$$

Динамическая чувствительность используется гораздо чаще, чем статическая, поэтому, зачастую, индекс d опускают и под S понимают дифференциальную чувствительность.

При измерениях малых входных сигналов необходимо увеличивать чувствительность системы. Неограниченному увеличению чувствительности препятствует наличие [порога чувствительности](#). Он определяется как наименьший входной сигнал, который, с заданной вероятностью, может быть обнаружен измерительной системой. Порог чувствительности не позволяет системе обнаруживать сколь угодно малые сигналы. Это обусловлено наличием в любой физической системе спонтанных

флуктуаций (шума), в которых «тонет» входной сигнал. Шумы в электронных приборах и системах имеют различную природу: тепловые флуктуации носителей заряда, дискретность носителей заряда, преодолевающих потенциальный барьер и некоторые другие физические процессы, рассмотрение которых выходит за рамки настоящего курса. Помимо принципиально неизбежных флуктуационных шумов, в измерительных системах существует и другие источники возмущений, которые могут скрывать полезный сигнал: электрические наводки, механические вибрации, трение и люфт подвижных частей, наличие мертвой зоны и др. Некоторые из этих факторов можно устранить изменением конструкции системы.

Предположим, что измеряемая величина x остается постоянной, а случайные флуктуации внутри измерительной системы приводят к тому, что при $x = 0$ на выходе действует некоторый «паразитный» шумовой сигнал, подчиняющийся нормальному распределению $f(y)$ с дисперсией σ . Тогда при $x \neq 0$ сигнал на выходе будет состоять из шума, наложенного на постоянную составляющую y_0 , которая и является полезным выходным сигналом. Осциллограммы и функции распределения для этих двух случаев приведены на [рисунке 2.1](#).

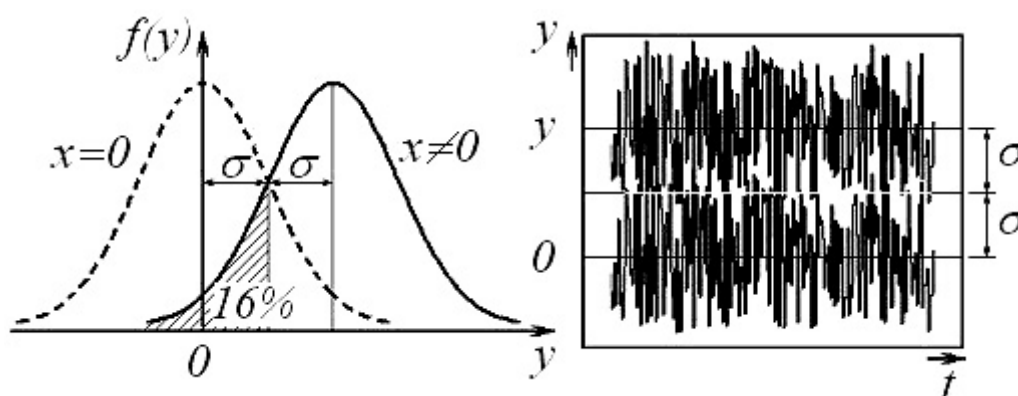


Рис. 2.1.

Если в произвольный момент времени при $x \neq 0$ произвести измерение выходного сигнала, то полученное значение y может быть как больше, так и меньше y_0 . В качестве критерия обнаружения принято использовать неравенство $y > 0,5y_0$. При этом правильность обнаружения будет иметь вероятностный характер. Если сигнал x на входе такой, что $y_0 = 2\sigma$, то вероятность обнаружения будет равна 84%. Это означает, что при многократных измерениях в 84% критерий обнаружения будет выполняться. Оставшиеся 16% (заштрихованная область на [рисунке 2.1](#)) будут ошибочно приняты за отсутствие выходного сигнала. Значит в 16% случаев результат измерения будет неверным. В [таблице 2.1](#) приведены соотношения между сигналом и дисперсией собственных шумов измерительной системы y_0/σ и соответствующие им вероятности обнаружения P .

Таблица 2.1.

y_0/σ	1	1,4	2	3	4	5	6	8	10
$P, \%$	69,15	76,11	84,13	93,32	97,72	99,38	99,87	99,9968	99,999971

Порог чувствительности измерительной системы и вероятность обнаружения связаны еще с одной важной характеристикой измерительных систем – *отношением сигнал/шум*, которая будет рассматриваться отдельно при обсуждении природы шумов в электронных устройствах в разделе 2.2.

2.1.2. Чувствительность к форме сигнала

Оклик системы на входной сигнал зависит от формы (вида, структуры) этого сигнала. Наибольший практический интерес при измерениях представляют периодические сигналы (переменные во времени, динамические). Такие сигналы можно анализировать во временной области (*осциллограмма*) или в частотной области (*спектр сигнала*).

Для однозначного определения чувствительности в случае динамического сигнала необходимо установить на какую характеристику сигнала реагирует измерительная система. Ниже перечислены характерные значения, которые можно установить применительно к периодическому сигналу $x(t)$.

Пиковое значение:

$$x_{\text{пик}} = \max_{0 < t < T} |x(t)| \quad (2.4)$$

где T – период функции $x(t)$.

Пиковое значение характеризует максимальное отклонение от уровня, принятого за нуль.

Полный размах:

$$x_{\text{разм}} = \max_{0 < t < T} \{x(t)\} - \min_{0 < t < T} \{x(t)\} \quad (2.5)$$

Характеризует отклонение от среднего значения. Эта величина соответствует удвоенной амплитуде x_m периодического сигнала.

Пиковое значение и полный размах используются при измерениях крайне редко, т.к. эти величины весьма чувствительны к зашумленности и нелинейным искажениям сигнала.

Среднее за период значение:

$$x_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (2.6)$$

Среднее значение измеряется магнитоэлектрическими измерительными приборами (приборами с подвижной катушкой, помещенной в поле постоянного магнита).

Среднее от абсолютной величины значение:

$$|x|_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt \quad (2.7)$$

На среднее от абсолютной величины значение реагируют магнитоэлектрические измерительные приборы с выпрямителем.

Среднее квадратическое (действующее) значение:

$$\langle x \rangle_{\text{эф}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (2.8)$$

На среднеквадратическое значение реагируют электромагнитные измерительные приборы (приборы с подвижной катушкой, помещенной в поле неподвижной катушки). Действующее значение является энергетической характеристикой сигнала. Если под сигналом понимать напряжение $u(t)$, то квадрат действующего значения будет равен средней мощности, выделяемой этим напряжением на нагрузке 1 Ом. Большинство современных электронных измерительных средств построены таким образом, чтобы быть чувствительными к действующему значению. Для гармонического сигнала:

$$x(t) = x_m \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)$$

Здесь $x_{\text{пик}} = x_m$; $x_{\text{эф}} = \frac{x_m}{\sqrt{2}}$; $x_{\text{разн}} = 2x_m$; $x_{\text{ср}} = 0$; $|x_{\text{ср}}| = \frac{2x_m}{\pi}$; $\langle x \rangle_{\text{эф}} = \frac{x_m}{\sqrt{2}}$.

2.1.3. Разрешающая способность

Разрешающая способность измерительной системы – это наименьшее изменение входного сигнала Δx относительно уровня x , при котором наблюдается изменение выходного сигнала. Численно разрешающая R способность определяется как:

$$R = \frac{x}{\Delta x} \quad (2.9)$$

Если разрешение системы конечно, то результат измерения оказывается квантованным. При этом возникают *ошибки квантования*. Эти ошибки можно разбить на две группы. *Ошибка усечения* происходит, когда измерительная система игнорирует цифру справа от указанного младшего

$$\frac{\Delta x}{10}$$

десятичного разряда. Ошибка усечения равна x . *Ошибка округления* происходит при

$$\frac{\Delta x}{2}$$

симметричном округлении младшего десятичного разряда. Она составляет $\frac{\Delta x}{2}$.

2.1.4. Пределы измерения, динамический диапазон

Пределы измерения определяются интервалом $(x_{\text{мин}}, x_{\text{макс}})$, в котором с помощью данной измерительной системы можно измерить нужную величину с заданной точностью. Значение ограничено $x_{\text{мин}}$ снизу порогом чувствительности, а значение $x_{\text{макс}}$ ограничено сверху нелинейными искажениями в измерительном приборе.

$$\frac{x_{\text{макс}}}{x_{\text{мин}}}$$

Отношение $\frac{x_{\text{макс}}}{x_{\text{мин}}}$ называется **динамическим диапазоном** измерительной системы. Для определения динамического диапазона необходимо

2.1.5. Нелинейные искажения

Взаимодействие линейной системы со входным сигналом $x(t)$ описывается линейным дифференциальным уравнением, т.е. представлены члены только первого порядка относительно выходного сигнала $y(t)$ и его производной. Если на вход линейной системы подать гармонический сигнал $x = X \sin(\omega t + \psi_1)$, где X – амплитуда, $\omega = \frac{2\pi}{T}$ – круговая частота, а ψ_1 – начальная фаза, то на выходе будет наблюдаться сигнал $y = Y \sin(\omega t + \psi_2)$ с другими амплитудой и фазой, но той же частоты. Для линейных систем выполняется принцип суперпозиции. Это означает, что в случае, когда входной сигнал x_1 порождает на выходе сигнал y_1 , а входной сигнал x_2 порождает на выходе сигнал y_2 , линейная комбинация $(ax_1 + bx_2)$ на входе приведет к появлению на выходе сигнала $(ay_1 + by_2)$.

Если сумма двух сигналов разных частот ω_1 и ω_2 подана на вход нелинейной системы, то выходной сигнал будет содержать высшие гармоники. Гармониками являются колебания с частотами $n\omega_1$ и $k\omega_2$, где n и k – натуральные числа. Кроме того в выходном сигнале появятся также колебания с суммарными и разностными частотами $(m\omega_1 \pm k\omega_2)$. Перечислим основные типы нелинейных искажений.

Насыщение и ограничение.

Нелинейность такого рода характеризуется уменьшением дифференциальной чувствительности с ростом входного сигнала. Как показано на [рис. 2.2](#), в случае насыщения чувствительность изменяется плавно, а в случае ограничения скачком падает до нуля. Часто прибегают к намеренному ограничению, чтобы система не выходила из строя под действием входного сигнала опасного уровня.

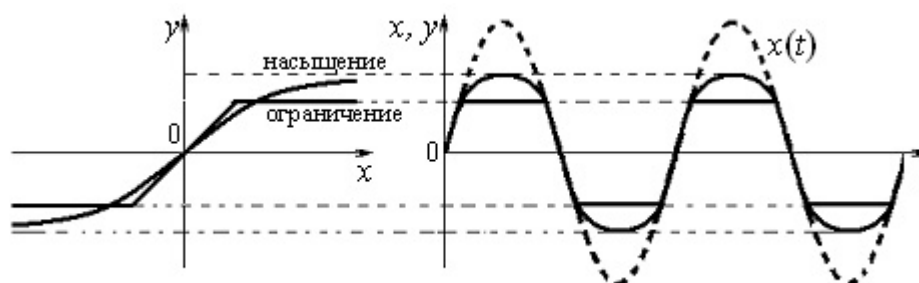


Рис. 2.2.

Гистерезис.

Такая нелинейность вызвана различным ходом зависимости $y(x)$ при возрастании x и при убывании x ([рис. 2.3](#)). В аналоговых электронных измерительных приборах гистерезис связан, в основном, с явлением остаточной намагниченности материалов. В цифровой технике причиной возникновения гистерезиса является различие уровня входного сигнала при переключении между состояниями логического нуля и логической единицы.

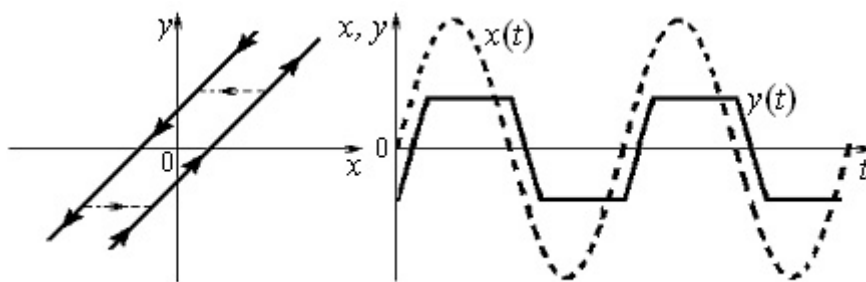


Рис. 2.3.

Мертвая зона.

Этот вид нелинейных искажений характерен для измерительных систем с большим порогом чувствительности. На [рисунке 2.4](#) показана передаточная характеристика системы с ярко выраженной мертвой зоной и искажение, вносимое такой системой в гармонический сигнал.

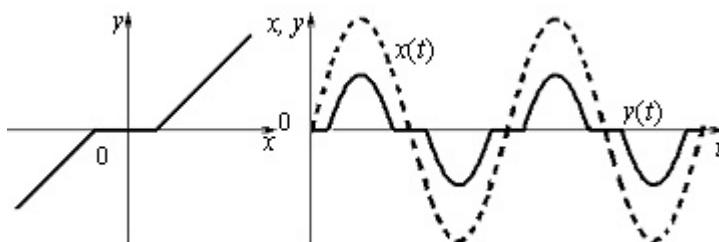


Рис. 2.4.

2.1.6. Отклик системы

Реакция измерительной системы на приложенное ко входу воздействие называется [откликом системы](#). При поступлении на вход изменяющегося во времени входного сигнала важно, чтобы измерительная система правильно отслеживала эти изменения. Динамические свойства линейной измерительной системы полностью описываются откликом этой системы на единичный скачок на входе (ее переходной характеристикой). На [рисунке 2.5](#) показаны входное скачкообразное воздействие $x(t)$ и отклик $y(t)$ измерительной системы. Здесь отклик нормирован к чувствительности системы по постоянному току $S(0)$, поэтому при $t \rightarrow \infty$ значения выходного и входного сигналов совпадают. Время установления $t_{уст}$ отсчитывается от момента скачка до момента, когда выходной сигнал перестает выходить за границы интервала допустимых отклонений $(y_0 + \Delta y, y_0 - \Delta y)$ от окончательного значения y_0 .

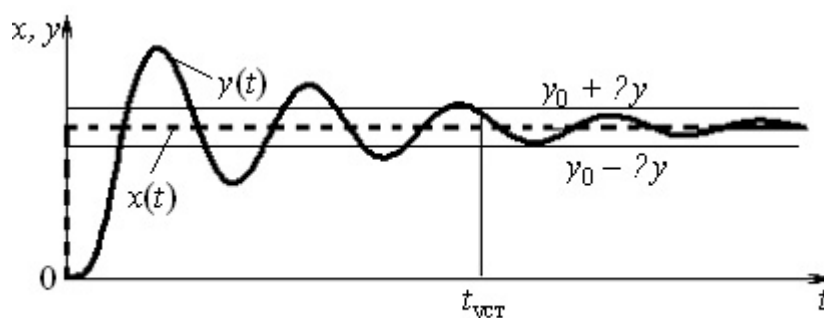


Рис. 2.5.

$$\frac{\Delta y}{y_0}$$

Отношение $\frac{\Delta y}{y_0}$ представляет собой относительную погрешность измерительной системы, а время установления характеризует ее быстродействие.

Динамическое поведение линейной измерительной системы также полностью описывается ее *частотной характеристикой* – комплексной функцией зависимости чувствительности от частоты $S(\omega)$.

$$S(\omega) = |S(\omega)| e^{j\varphi_s(\omega)} \quad (2.10)$$

где частотную зависимость модуля $|S(\omega)|$ называют *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ), а частотную зависимость угла $\varphi_s(\omega)$ – *фазо-частотной характеристикой* (ФЧХ). Часто в

качестве аргумента этих функций используется циклическая частота $f = \frac{\omega}{2\pi}$. На [рисунке 2.6](#) показаны примеры графиков АЧХ и ФЧХ линейной измерительной системы. Важным параметром измерительных систем является ширина полосы пропускания $f_{\text{гп}}$. На границе этой полосы мощность, выделяемая сигналом на согласованной нагрузке, уменьшается вдвое по сравнению с максимальным значением. На АЧХ это соответствует спаду характеристики в $\sqrt{2}$ раз.

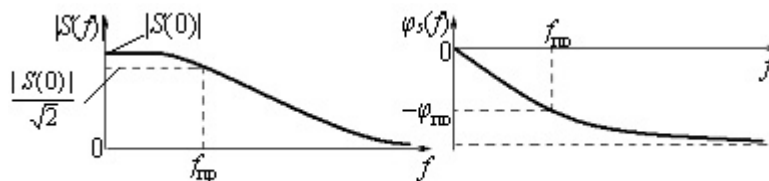


Рис. 2.6.

2.2. Согласование измерительной системы и объекта измерений

Процесс измерения заключается в том, что объект измерения (сигнал, физический процесс) оказывает воздействие на измерительную систему. Однако любое измерение сопровождается обратным воздействием. Эта обратная связь может приводить к существенному изменению измеряемой величины и к обесцениванию результата измерения. Для предотвращения такой ситуации прибегают к согласованию измерительной системы с объектом измерения. Ниже приводятся основные виды согласования.

2.2.1. Анэнергетическое согласование

Целью анэнергетического согласования является сведение к минимуму передачи энергии от объекта измерения к измерительной системе. К анэнергетическому согласованию прибегают, например, при измерении напряжения. На [рисунке 2.7](#) показана схема измерения напряжения U_0 на резисторе, обладающем сопротивлением R с помощью вольтметра V . При неподключенном вольтметре через резистор протекает ток I_0 , задаваемый внешним источником и создающий искомое падение напряжения, которое по закону Ома для участка цепи выражается как:

$$U_0 = I_0 R \quad (2.11)$$

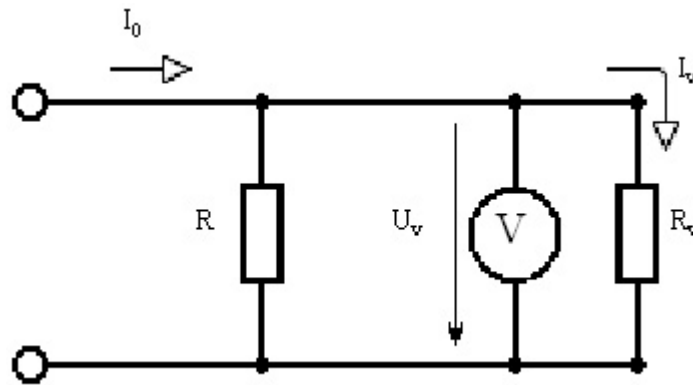


Рис. 2.7.

Напряжение U_v , измеренное вольтметром при его подключении будет отличаться от U_0 . Это вызвано тем, что вольтметр обладает внутренним сопротивлением R_v и отбирает из цепи часть энергии в виде тока I_v . Легко вычислить связь между измеренным напряжением и внутренним сопротивлением вольтметра:

$$U_v = I_0 \frac{R R_v}{R + R_v} = U_0 \frac{R_v}{R + R_v} = U_0 \frac{1}{1 + R / R_v} \quad (2.12)$$

Соотношение (2.11) показывает, что большее влияние на измеряемое напряжение будут оказывать вольтметры с меньшим внутренним (*входным*) сопротивлением и напротив, чем больше входное сопротивление (т.е. чем меньше ток I_v и потребляемая вольтметром энергия), тем точнее будет результат измерения. Наиболее близко к идеальному аэнергетическому согласованию измерение напряжения электростатическим (емкостным) вольтметром.

Удобным оказывается введение термина *выходной импеданс* объекта измерения $Z_{\text{вых}}$ – это отношение напряжения $U_{\text{хх}}$ на разомкнутых выходных зажимах объекта (режим холостого хода) к току $I_{\text{кз}}$, протекающему при коротком замыкании этих зажимов. В приведенном примере $Z_{\text{вых}} = R$. В общем случае выходной импеданс может быть комплексным: $Z_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} + jX_{\text{вых}}$.

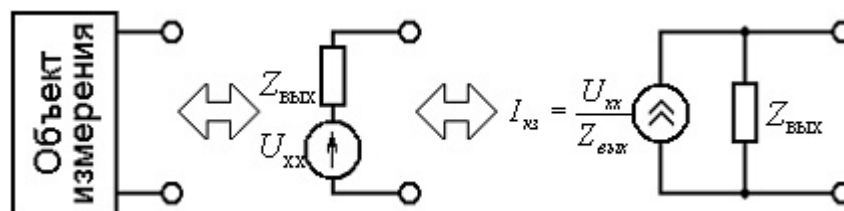


Рис. 2.8.

К выходному импедансу применима теорема об эквивалентном двухполюснике, согласно которой выходная цепь объекта измерения может быть представлена последовательным или параллельным двухполюсником ([рис. 2.8](#)). Для сигналов, передаваемых с помощью напряжения, удобно использовать последовательное представление с источником напряжения $U_{\text{хх}}$, а для токовых сигналов – параллельное представление с источником тока $I_{\text{кз}}$. Оба эти представления являются эквивалентными и легко пересчитываются одно в другое, как показано на [рисунке](#).

При использовании токовых сигналов условие аэнергетического согласования обратное, т.е. входной импеданс измерительной системы должен быть существенно меньше выходного импеданса объекта для того, чтобы измеряемый ток был как можно ближе к току короткого замыкания.

2.2.2. Энергетическое согласование

Целью энергетического согласования является максимальная передача энергии от объекта измерения измерительной системе. Такой вид согласования используется в основном при измерениях маломощных сигналов. Если через $Z_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} + jX_{\text{вых}}$ обозначить выходной импеданс источника сигнала $u(t)$, а через $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$ – входной импеданс измерительной системы, то часть мощности, потребляемая измерительной системой, выражается соотношением:

$$P = \langle u \rangle_{\text{ср}}^2 \frac{R_{\text{вх}}}{(R_{\text{вх}} + R_{\text{вых}})^2 + (X_{\text{вх}} + X_{\text{вых}})^2} \quad (2.13)$$

где $\langle u \rangle_{\text{ср}}^2$ – действующее значение сигнала $u(t)$. Легко показать, что эта мощность будет максимальна при $R_{\text{вх}} = R_{\text{вых}}$ и $X_{\text{вх}} = -X_{\text{вых}}$. Последние два равенства носят название условия *сопряженного согласования*. Максимальная мощность, которую объект измерения может отдать измерительной системе, равна:

$$P_{\text{макс}} = \frac{\langle u \rangle_{\text{ср}}^2}{4R_{\text{вых}}} \quad (2.14)$$

Это ровно половина мощности измеряемого сигнала $u(t)$.

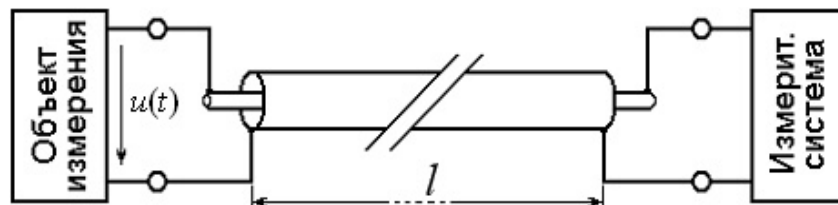


Рис. 2.9.

При измерении высокочастотных сигналов для их передачи по соединительным линиям используют *полное согласование*. На [рисунке 2.9](#) показана структурная схема измерителя параметров радиосигнала $u(t)$. Источник сигнала и измерительная система соединены коаксиальным кабелем, длина l которого соизмерима с длиной волны сигнала λ . Для длинных ($l \gg \lambda$) регулярных линий передачи вводится понятие характеристического импеданса Z_0 . Характеристический импеданс кабеля без потерь является действительной величиной и выражается соотношением:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (2.15)$$

где L_0 – погонная индуктивность проводников кабеля; C_0 – погонная емкость между ними. Характеристический импеданс линии с потерями будет комплексным. Условием полного согласования является равенство импедансов $Z_{вх} = Z_c = Z_{вых}$. Невыполнение условия равенства импедансов, включенных на концах линии ее характеристическому импедансу, приведет к отражению сигнала от концов линии и возникновению стоячей волны. В этом случае по сигналу на выходе линии уже нельзя будет судить о сигнале на ее входе.

2.2.3. Согласование по шуму

Часто в измерительных задачах мощность сигнала оказывается очень малой и соизмеримой с мощностью шумов, неизбежно присутствующих в электронных системах. Целью согласования по шуму является достижение таких условий, когда измерительная система добавляет к измеряемой величине как можно меньше шума.

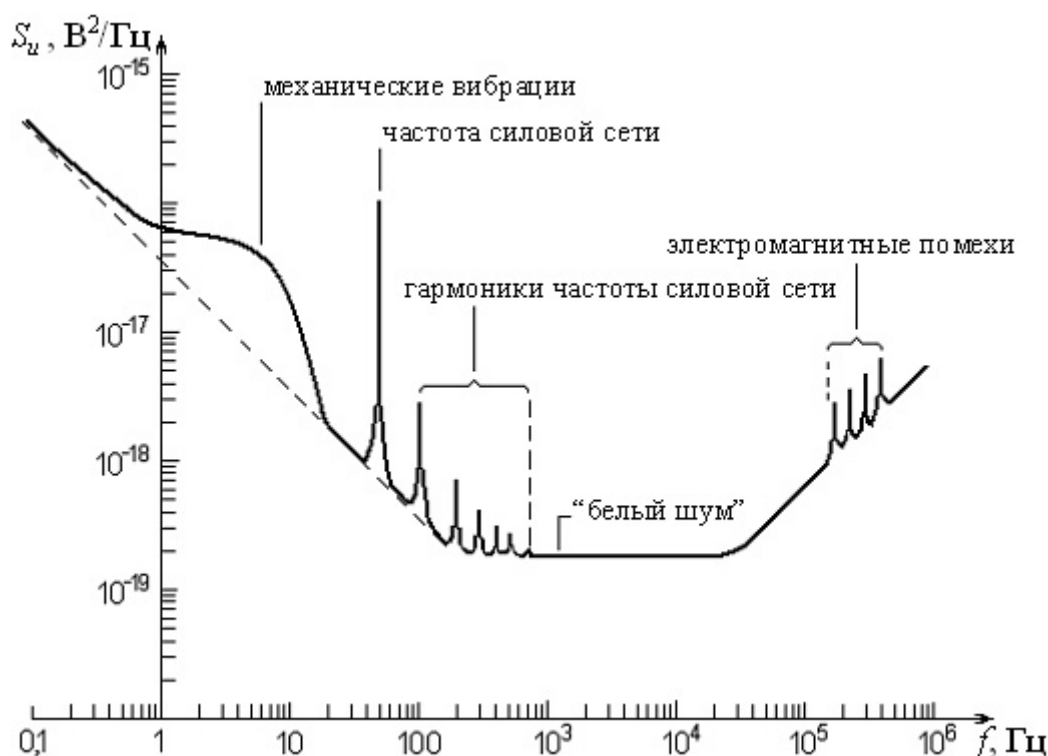


Рис. 2.10.

Основной характеристикой, принятой для описания шумовых процессов считается частотная зависимость *спектральной плотности флуктуаций напряжения* $S_u(f)$. Величина S_u характеризует мощность, выделяемую шумовым напряжением на нагрузке 1 Ом в полосе частот шириной $\Delta f = 1 \text{ Гц}$. Она измеряется в единицах $\text{В}^2/\text{Гц}$. Обычно шум занимает широкую полосу частот. На [рисунке 2.10](#) приведена типичная для электронных измерительных систем характеристика $S_u(f)$. Можно выделить несколько основных источников шума в электронных системах: флуктуации напряжения, вызванные движением носителей заряда в элементах электрических схем; внешние наводки от силовой сети и радиовещания; механические напряжения и вибрации.

Рассмотрим подробнее шумы, вызванные движением носителей заряда. [Тепловой шум](#) возникает из-за тепловых колебаний носителей заряда. Например, в кристаллической решетке резистора сопротивлением R движутся свободные электроны. Движение каждого электрона можно считать элементарной составляющей электрического тока. При тепловых колебаниях все направления движения электронов равновероятны, поэтому в среднем за конечный промежуток времени

суммарный ток равен нулю. Однако в фиксированный момент времени эти элементарные токи могут оказаться нескомпенсированными, вследствие чего на зажимах резистора появится напряжение, которое с течением времени будет случайно изменяться. Спектральная плотность S_v для теплового шума идеального резистора выражается как:

$$S_v = 4kTR \quad (2.16)$$

где T – термодинамическая температура резистора, k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К).

Часто при исследованиях шумовых процессов используется *спектральная плотность флуктуаций тока* S_i [А²/Гц]. Для шумового тока идеального резистора она составляет:

$$S_i = \frac{4kT}{R} \quad (2.17)$$

2.1. Основные характеристики измерительных систем

2.1.1. Чувствительность, порог чувствительности

Чувствительность S измерительной системы – это отношение величины выходного сигнала y к величине входного сигнала x .

$$S = \frac{y}{x} \quad (2.1)$$

В общем случае чувствительность измерительной системы зависит от частоты:

$$S = S(\omega)$$

Чувствительность измерительного усилителя называют усилением или *коэффициентом усиления*. При этом входной и выходной сигналы соразмерны. Если же сигналы на входе и на выходе измерительной системы имеют разные размерности, то говорят о *передаточной характеристике*. Помимо чувствительности иногда используют масштабный коэффициент:

$$W = \frac{1}{S} = \frac{x}{y} \quad (2.2)$$

Например, высота масштабной сетки на экране осциллографа 8 см. При приложении к отклоняющим пластинам напряжения 40 мВ электронный луч отклоняется на всю высоту. Следовательно, чувствительность составляет 0,2 см/мВ, а масштабный коэффициент равен 5 мВ/см. Из соображений удобства считывания именно масштабный коэффициент будет указан на передней панели осциллографа.

В большинстве случаев зависимость выходного сигнала (отсчета) *дифференциальной (или динамической) чувствительности* от входного сигнала (объекта измерения) не является прямо пропорциональной. Тогда принято говорить о S_s :

$$S_s = \frac{dy}{dx} \quad (2.3)$$

Динамическая чувствительность используется гораздо чаще, чем статическая, поэтому, зачастую, индекс α опускают и под β понимают дифференциальную чувствительность.

При измерениях малых входных сигналов необходимо увеличивать чувствительность системы. Неограниченному увеличению чувствительности препятствует наличие [порога чувствительности](#). Он определяется как наименьший входной сигнал, который, с заданной вероятностью, может быть обнаружен измерительной системой. Порог чувствительности не позволяет системе обнаруживать сколь угодно малые сигналы. Это обусловлено наличием в любой физической системе спонтанных флуктуаций (шума), в которых «тонет» входной сигнал. Шумы в электронных приборах и системах имеют различную природу: тепловые флуктуации носителей заряда, дискретность носителей заряда, преодолевающих потенциальный барьер и некоторые другие физические процессы, рассмотрение которых выходит за рамки настоящего курса. Помимо принципиально неизбежных флуктуационных шумов, в измерительных системах существует и другие источники возмущений, которые могут скрывать полезный сигнал: электрические наводки, механические вибрации, трение и люфт подвижных частей, наличие мертвой зоны и др. Некоторые из этих факторов можно устранить изменением конструкции системы.

Предположим, что измеряемая величина x остается постоянной, а случайные флуктуации внутри измерительной системы приводят к тому, что при $x = 0$ на выходе действует некоторый «паразитный» шумовой сигнал, подчиняющийся нормальному распределению $f(y)$ с дисперсией σ . Тогда при $x \neq 0$ сигнал на выходе будет состоять из шума, наложенного на постоянную составляющую y_0 , которая и является полезным выходным сигналом. Осциллограммы и функции распределения для этих двух случаев приведены на [рисунке 2.1](#).

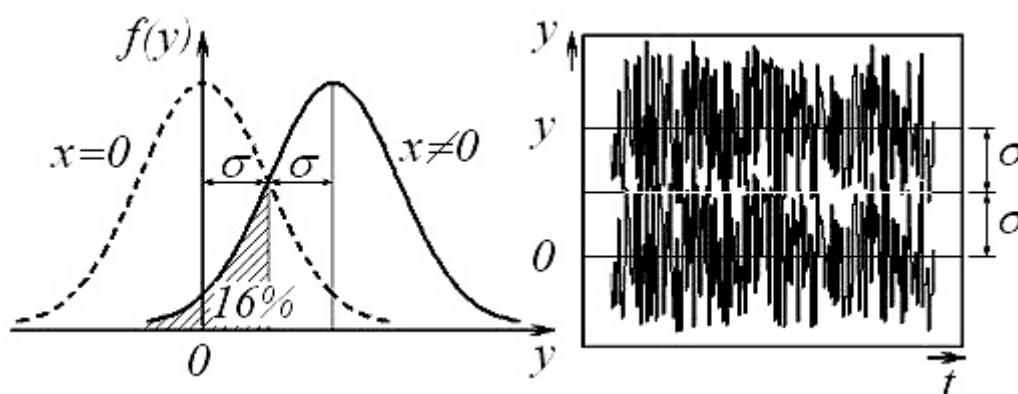


Рис. 2.1.

Если в произвольный момент времени при $x \neq 0$ произвести измерение выходного сигнала, то полученное значение y может быть как больше, так и меньше y_0 . В качестве критерия обнаружения принято использовать неравенство $y > 0,5y_0$. При этом правильность обнаружения будет иметь вероятностный характер. Если сигнал x на входе такой, что $y_0 = 2\sigma$, то вероятность обнаружения будет равна 84%. Это означает, что при многократных измерениях в 84% критерий обнаружения будет выполняться. Оставшиеся 16% (заштрихованная область на [рисунке 2.1](#)) будут ошибочно приняты за отсутствие выходного сигнала. Значит в 16% случаев результат измерения будет неверным. В [таблице 2.1](#) приведены соотношения между сигналом и дисперсией собственных шумов измерительной системы y_0 / σ и соответствующие им вероятности обнаружения P .

Таблица 2.1.

y_0 / σ	1	1,4	2	3	4	5	6	8	10
----------------	---	-----	---	---	---	---	---	---	----

$P, \%$	69,15	76,11	84,13	93,32	97,72	99,38	99,87	99,9968	99,999971
---------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	-------	---------	-----------

Порог чувствительности измерительной системы и вероятность обнаружения связаны еще с одной важной характеристикой измерительных систем – *отношением сигнал/шум*, которая будет рассматриваться отдельно при обсуждении природы шумов в электронных устройствах в разделе 2.2.

2.1.2. Чувствительность к форме сигнала

Оклик системы на входной сигнал зависит от формы (вида, структуры) этого сигнала.

Наибольший практический интерес при измерениях представляют периодические сигналы (переменные во времени, динамические). Такие сигналы можно анализировать во временной области (*осциллограмма*) или в частотной области (*спектр сигнала*).

Для однозначного определения чувствительности в случае динамического сигнала необходимо установить на какую характеристику сигнала реагирует измерительная система. Ниже перечислены характерные значения, которые можно установить применительно к периодическому сигналу $x(t)$.

Пиковое значение:

$$x_{\max} = \max_{0 < t < T} |x(t)| \quad (2.4)$$

где T – период функции $x(t)$.

Пиковое значение характеризует максимальное отклонение от уровня, принятого за нуль.

Полный размах:

$$x_{\text{разм}} = \max_{0 < t < T} \{x(t)\} - \min_{0 < t < T} \{x(t)\} \quad (2.5)$$

Характеризует отклонение от среднего значения. Эта величина соответствует удвоенной амплитуде x_m периодического сигнала.

Пиковое значение и полный размах используются при измерениях крайне редко, т.к. эти величины весьма чувствительны к зашумленности и нелинейным искажениям сигнала.

Среднее за период значение:

$$x_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (2.6)$$

Среднее значение измеряется магнитоэлектрическими измерительными приборами (приборами с подвижной катушкой, помещенной в поле постоянного магнита).

Среднее от абсолютной величины значение:

$$|x|_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)| dt \quad (2.7)$$

На среднее от абсолютной величины значение реагируют магнитоэлектрические измерительные приборы с выпрямителем.

Среднее квадратическое (действующее) значение:

$$\langle x \rangle_{\text{эф}} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (2.8)$$

На среднеквадратическое значение реагируют электромагнитные измерительные приборы (приборы с подвижной катушкой, помещенной в поле неподвижной катушки). Действующее значение является энергетической характеристикой сигнала. Если под сигналом понимать напряжение $u(t)$, то квадрат действующего значения будет равен средней мощности, выделяемой этим напряжением на нагрузке 1 Ом. Большинство современных электронных измерительных средств построены таким образом, чтобы быть чувствительными к действующему значению. Для гармонического сигнала:

$$x(t) = x_m \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)$$

Здесь $x_{\text{мах}} = x_m$; $x_{\text{р.э.зн}} = 2x_m$; $x_{\text{ср}} = 0$; $|x_{\text{ср}}| = \frac{2x_m}{\pi}$; $\langle x \rangle_{\text{эф}} = \frac{x_m}{\sqrt{2}}$.

2.1.3. Разрешающая способность

Разрешающая способность измерительной системы – это наименьшее изменение входного сигнала Δx относительно уровня x , при котором наблюдается изменение выходного сигнала. Численно разрешающая R способность определяется как:

$$R = \frac{x}{\Delta x} \quad (2.9)$$

Если разрешение системы конечно, то результат измерения оказывается квантованным. При этом возникают *ошибки квантования*. Эти ошибки можно разбить на две группы. *Ошибка усечения* происходит, когда измерительная система игнорирует цифру справа от указанного младшего

$\frac{\Delta x}{10}$ десятичного разряда. Ошибка усечения равна x . *Ошибка округления* происходит при симметричном округлении младшего десятичного разряда. Она составляет $\frac{\Delta x}{2}$.

2.1.4. Пределы измерения, динамический диапазон

Пределы измерения определяются интервалом $(x_{\text{мин}}, x_{\text{макс}})$, в котором с помощью данной измерительной системы можно измерить нужную величину с заданной точностью. Значение ограничено $x_{\text{мин}}$ снизу порогом чувствительности, а значение $x_{\text{макс}}$ ограничено сверху нелинейными искажениями в измерительном приборе.

$$\frac{x_{\max}}{x_{\min}}$$

Отношение $\frac{x_{\max}}{x_{\min}}$ называется динамическим диапазоном измерительной системы. Для определения динамического диапазона необходимо????????????????????????????????

2.1.5. Нелинейные искажения

Взаимодействие линейной системы со входным сигналом $x(t)$ описывается линейным дифференциальным уравнением, т.е. представлены члены только первого порядка относительно выходного сигнала $y(t)$ и его производной. Если на вход линейной системы подать гармонический сигнал $x = X \sin(\omega t + \psi_1)$, где X – амплитуда, $\omega = \frac{2\pi}{T}$ – круговая частота, а ψ_1 – начальная фаза, то на выходе будет наблюдаться сигнал $y = Y \sin(\omega t + \psi_2)$ с другими амплитудой и фазой, но той же частоты. Для линейных систем выполняется принцип суперпозиции. Это означает, что в случае, когда входной сигнал x_1 порождает на выходе сигнал y_1 , а входной сигнал x_2 порождает на выходе сигнал y_2 , линейная комбинация $(ax_1 + bx_2)$ на входе приведет к появлению на выходе сигнала $(ay_1 + by_2)$.

Если сумма двух сигналов разных частот ω_1 и ω_2 подана на вход нелинейной системы, то выходной сигнал будет содержать высшие гармоники. Гармониками являются колебания с частотами $n\omega_1$ и $k\omega_2$, где n и k – натуральные числа. Кроме того в выходном сигнале появятся также колебания с суммарными и разностными частотами $(m\omega_1 \pm k\omega_2)$. Перечислим основные типы нелинейных искажений.

Насыщение и ограничение.

Нелинейность такого рода характеризуется уменьшением дифференциальной чувствительности с ростом входного сигнала. Как показано на [рис. 2.2](#), в случае насыщения чувствительность изменяется плавно, а в случае ограничения скачком падает до нуля. Часто прибегают к намеренному ограничению, чтобы система не выходила из строя под действием входного сигнала опасного уровня.

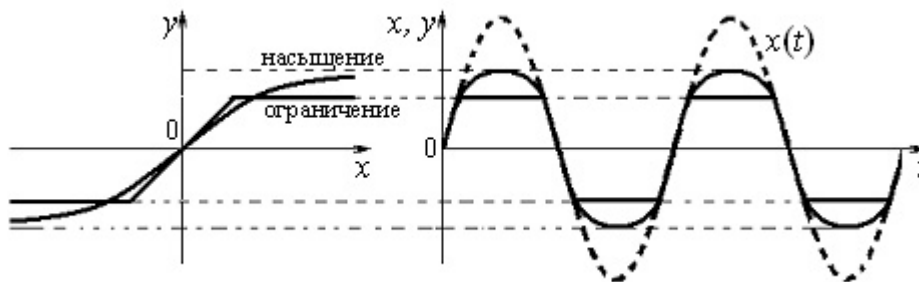


Рис. 2.2.

Гистерезис.

Такая нелинейность вызвана различным ходом зависимости $y(x)$ при возрастании x и при убывании x ([рис. 2.3](#)). В аналоговых электронных измерительных приборах гистерезис связан, в основном, с явлением остаточной намагниченности материалов. В цифровой технике причиной возникновения гистерезиса является различие уровня входного сигнала при переключении между состояниями логического нуля и логической единицы.

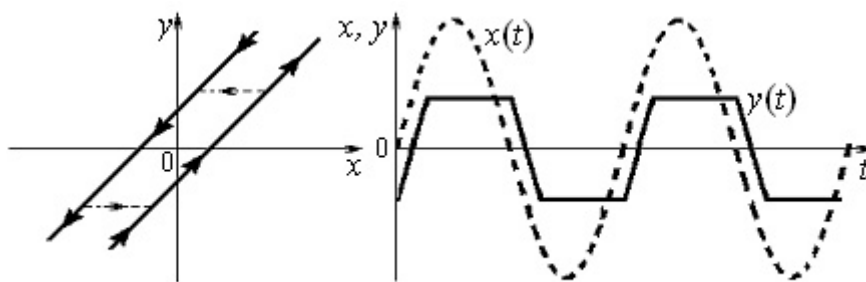


Рис. 2.3.

Мертвая зона.

Этот вид нелинейных искажений характерен для измерительных систем с большим порогом чувствительности. На [рисунке 2.4](#) показана передаточная характеристика системы с ярко выраженной мертвой зоной и искажение, вносимое такой системой в гармонический сигнал.

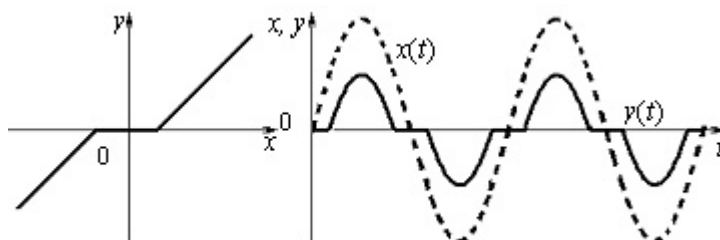


Рис. 2.4.

2.1.6. Отклик системы

Реакция измерительной системы на приложенное ко входу воздействие называется [откликом системы](#). При поступлении на вход изменяющегося во времени входного сигнала важно, чтобы измерительная система правильно отслеживала эти изменения. Динамические свойства линейной измерительной системы полностью описываются откликом этой системы на единичный скачок на входе (ее переходной характеристикой). На [рисунке 2.5](#) показаны входное скачкообразное воздействие $x(t)$ и отклик $y(t)$ измерительной системы. Здесь отклик нормирован к чувствительности системы по постоянному току $S(0)$, поэтому при $t \rightarrow \infty$ значения выходного и входного сигналов совпадают. Время установления $t_{уст}$ отсчитывается от момента скачка до момента, когда выходной сигнал перестает выходить за границы интервала допустимых отклонений $(y_0 + \Delta y, y_0 - \Delta y)$ от окончательного значения y_0 .

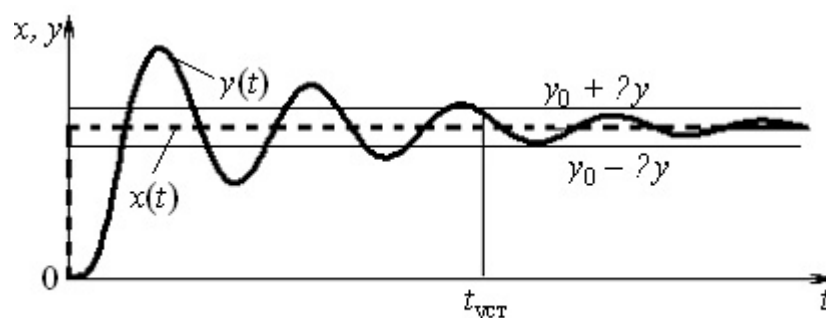


Рис. 2.5.

$$\frac{\Delta y}{y_0}$$

Отношение $\frac{\Delta y}{y_0}$ представляет собой относительную погрешность измерительной системы, а время установления характеризует ее быстродействие.

Динамическое поведение линейной измерительной системы также полностью описывается ее *частотной характеристикой* – комплексной функцией зависимости чувствительности от частоты $S(\omega)$.

$$S(\omega) = |S(\omega)| e^{j\varphi_s(\omega)} \quad (2.10)$$

где частотную зависимость модуля $|S(\omega)|$ называют *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ), а частотную зависимость угла $\varphi_s(\omega)$ – *фазо-частотной характеристикой* (ФЧХ). Часто в

качестве аргумента этих функций используется циклическая частота $f = \frac{\omega}{2\pi}$. На [рисунке 2.6](#) показаны примеры графиков АЧХ и ФЧХ линейной измерительной системы. Важным параметром измерительных систем является ширина полосы пропускания $f_{\text{гп}}$. На границе этой полосы мощность, выделяемая сигналом на согласованной нагрузке, уменьшается вдвое по сравнению с максимальным значением. На АЧХ это соответствует спаду характеристики в $\sqrt{2}$ раз.

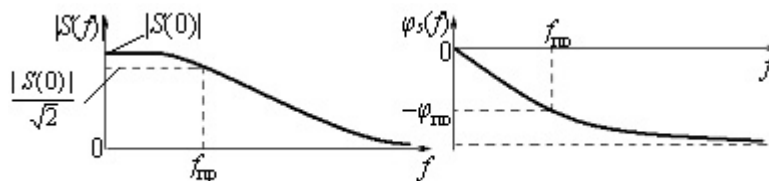


Рис. 2.6.

Современные измерительные задачи, как правило, не исчерпываются измерением одного параметра какого-либо объекта измерения, а являются комплексными, и связаны с необходимостью одновременного контроля большого числа физических величин. В общем случае [измерительные системы](#) – это средства измерений, решающие такие комплексные измерительные задачи. Далее приводятся основные характеристики, принятые для описания измерительных систем.

2.2. Согласование измерительной системы и объекта измерений

Процесс измерения заключается в том, что объект измерения (сигнал, физический процесс) оказывает воздействие на измерительную систему. Однако любое измерение сопровождается обратным воздействием. Эта обратная связь может приводить к существенному изменению измеряемой величины и к обесцениванию результата измерения. Для предотвращения такой ситуации прибегают к согласованию измерительной системы с объектом измерения. Ниже приводятся основные виды согласования.

2.2.1. Анэнергетическое согласование

Целью анэнергетического согласования является сведение к минимуму передачи энергии от объекта измерения к измерительной системе. К анэнергетическому согласованию прибегают, например, при измерении напряжения. На [рисунке 2.7](#) показана схема измерения напряжения U_0 на резисторе, обладающем сопротивлением R с помощью вольтметра V . При неподключенном вольтметре через резистор протекает ток I_0 , задаваемый внешним источником и создающий искомое падение напряжения, которое по закону Ома для участка цепи выражается как:

$$U_0 = I_0 R \quad (2.11)$$

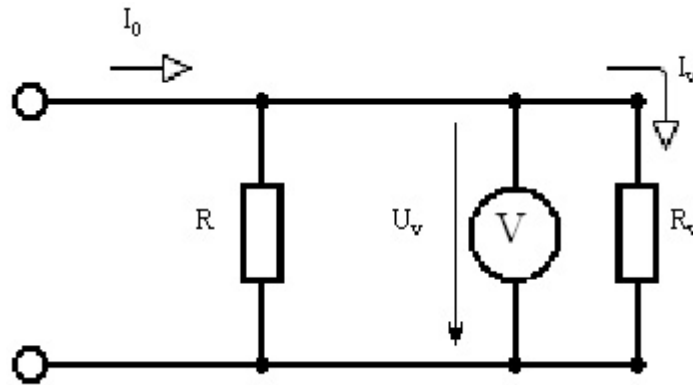


Рис. 2.7.

Напряжение U_v , измеренное вольтметром при его подключении будет отличаться от U_0 . Это вызвано тем, что вольтметр обладает внутренним сопротивлением R_v и отбирает из цепи часть энергии в виде тока I_v . Легко вычислить связь между измеренным напряжением и внутренним сопротивлением вольтметра:

$$U_v = I_0 \frac{R R_v}{R + R_v} = U_0 \frac{R_v}{R + R_v} = U_0 \frac{1}{1 + R / R_v} \quad (2.12)$$

Соотношение (2.11) показывает, что большее влияние на измеряемое напряжение будут оказывать вольтметры с меньшим внутренним (*входным*) сопротивлением и напротив, чем больше входное сопротивление (т.е. чем меньше ток I_v и потребляемая вольтметром энергия), тем точнее будет результат измерения. Наиболее близко к идеальному анэнергетическому согласованию измерение напряжения электростатическим (емкостным) вольтметром.

Удобным оказывается введение термина *выходной импеданс* объекта измерения $Z_{\text{вых}}$ – это отношение напряжения $U_{\text{хх}}$ на разомкнутых выходных зажимах объекта (режим холостого хода) к току $I_{\text{кз}}$, протекающему при коротком замыкании этих зажимов. В приведенном примере $Z_{\text{вых}} = R$. В общем случае выходной импеданс может быть комплексным: $Z_{\text{вых}} = R_{\text{вых}} + jX_{\text{вых}}$.

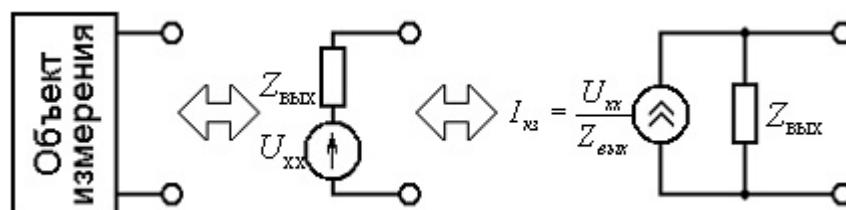


Рис. 2.8.

К выходному импедансу применима теорема об эквивалентном двухполюснике, согласно которой выходная цепь объекта измерения может быть представлена последовательным или параллельным двухполюсником (рис. 2.8). Для сигналов, передаваемых с помощью напряжения, удобно использовать последовательное представление с источником напряжения $U_{\text{вх}}$, а для токовых сигналов – параллельное представление с источником тока $I_{\text{вх}}$. Оба эти представления являются эквивалентными и легко пересчитываются одно в другое, как показано на рисунке.

При использовании токовых сигналов условие аэнергетического согласования обратное, т.е. входной импеданс измерительной системы должен быть существенно меньше выходного импеданса объекта для того, чтобы измеряемый ток был как можно ближе к току короткого замыкания.

2.2.2. Энергетическое согласование

Целью энергетического согласования является максимальная передача энергии от объекта измерения измерительной системе. Такой вид согласования используется в основном при измерениях маломощных сигналов. Если через $Z_{\text{вхк}} = R_{\text{вхк}} + jX_{\text{вхк}}$ обозначить выходной импеданс источника сигнала $u(t)$, а через $Z_{\text{вк}} = R_{\text{вк}} + jX_{\text{вк}}$ – входной импеданс измерительной системы, то часть мощности, потребляемая измерительной системой, выражается соотношением:

$$P = \langle u \rangle_{\text{Ф}}^2 \frac{R_{\text{вк}}}{(R_{\text{вк}} + R_{\text{вхк}})^2 + (X_{\text{вк}} + X_{\text{вхк}})^2} \quad (2.13)$$

где $\langle u \rangle_{\text{Ф}}^2$ – действующее значение сигнала $u(t)$. Легко показать, что эта мощность будет максимальна при $R_{\text{вк}} = R_{\text{вхк}}$ и $X_{\text{вк}} = -X_{\text{вхк}}$. Последние два равенства носят название условия *сопряженного согласования*. Максимальная мощность, которую объект измерения может отдать измерительной системе, равна:

$$P_{\text{макс}} = \frac{\langle u \rangle_{\text{Ф}}^2}{4R_{\text{вхк}}} \quad (2.14)$$

Это ровно половина мощности измеряемого сигнала $u(t)$.

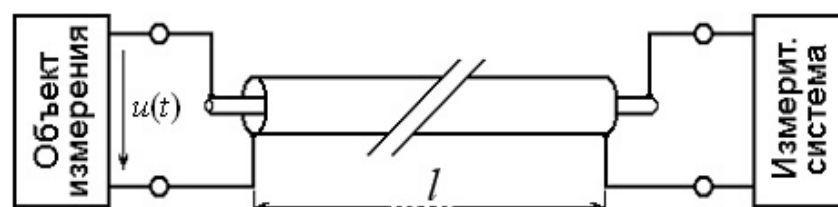


Рис. 2.9.

При измерении высокочастотных сигналов для их передачи по соединительным линиям используют *полное согласование*. На рисунке 2.9 показана структурная схема измерителя параметров радиосигнала $u(t)$. Источник сигнала и измерительная система соединены коаксиальным кабелем, длина l которого соизмерима с длиной волны сигнала λ . Для длинных ($l \gg \lambda$) регулярных линий передачи вводится понятие характеристического импеданса Z_0 .

Характеристический импеданс кабеля без потерь является действительной величиной и выражается соотношением:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (2.15)$$

где L_0 – погонная индуктивность проводников кабеля; C_0 – погонная емкость между ними. Характеристический импеданс линии с потерями будет комплексным. Условием полного согласования является равенство импедансов $Z_{вх} = Z_c = Z_{вых}$. Невыполнение условия равенства импедансов, включенных на концах линии ее характеристическому импедансу, приведет к отражению сигнала от концов линии и возникновению стоячей волны. В этом случае по сигналу на выходе линии уже нельзя будет судить о сигнале на ее входе.

2.2.3. Согласование по шуму

Часто в измерительных задачах мощность сигнала оказывается очень малой и соизмеримой с мощностью шумов, неизбежно присутствующих в электронных системах. Целью согласования по шуму является достижение таких условий, когда измерительная система добавляет к измеряемой величине как можно меньше шума.

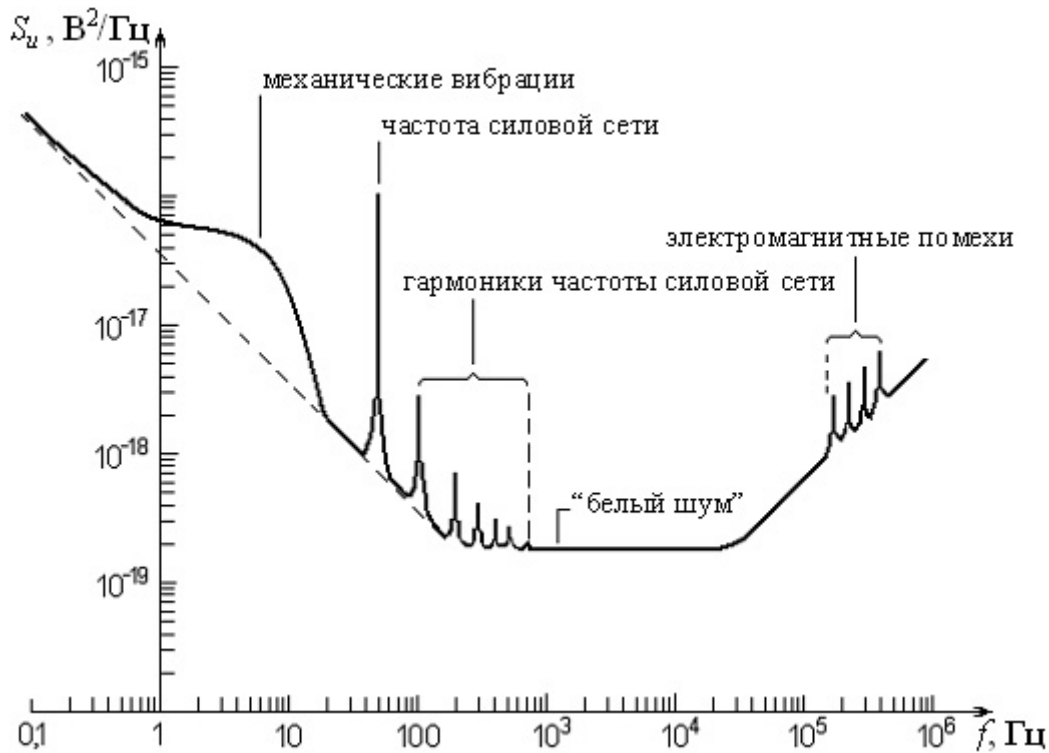


Рис. 2.10.

Основной характеристикой, принятой для описания шумовых процессов считается частотная зависимость *спектральной плотности флуктуаций напряжения* $S_u(f)$. Величина S_u характеризует мощность, выделяемую шумовым напряжением на нагрузке 1 Ом в полосе частот шириной $\Delta f = 1 \text{ Гц}$. Она измеряется в единицах $\text{В}^2/\text{Гц}$. Обычно шум занимает широкую полосу частот. На [рисунке 2.10](#) приведена типичная для электронных измерительных систем характеристика $S_u(f)$. Можно выделить несколько основных источников шума в электронных системах: флуктуации

напряжения, вызванные движением носителей заряда в элементах электрических схем; внешние наводки от силовой сети и радиовещания; механические напряжения и вибрации.

Рассмотрим подробнее шумы, вызванные движением носителей заряда. **Тепловой шум** возникает из-за тепловых колебаний носителей заряда. Например, в кристаллической решетке резистора сопротивлением R движутся свободные электроны. Движение каждого электрона можно считать элементарной составляющей электрического тока. При тепловых колебаниях все направления движения электронов равновероятны, поэтому в среднем за конечный промежуток времени суммарный ток равен нулю. Однако в фиксированный момент времени эти элементарные токи могут оказаться нескомпенсированными, вследствие чего на зажимах резистора появится напряжение, которое с течением времени будет случайно изменяться. Спектральная плотность S_s для теплового шума идеального резистора выражается как:

$$S_s = 4kTR \quad (2.16)$$

где T – термодинамическая температура резистора, k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К).

Часто при исследованиях шумовых процессов используется *спектральная плотность флуктуаций тока* S_i [А²/Гц]. Для шумового тока идеального резистора она составляет:

$$S_i = \frac{4kT}{R} \quad (2.17)$$

Среднеквадратичные значения шумового напряжения и шумового тока эквивалентных источников, используемых в расчетах теплового шума определяются как:

$$\begin{aligned} \langle u \rangle_{\text{ш.кр}} &= \sqrt{S_s \Delta f} = \sqrt{4kTR \Delta f}; \\ \langle i \rangle_{\text{ш.кр}} &= \sqrt{S_i \Delta f} = \sqrt{\frac{4kT \Delta f}{R}}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Шумящей частью комплексного импеданса Z является только его действительная компонента, поэтому в общем случае последние соотношения можно переписать в виде:

$$\begin{aligned} \langle u \rangle_{\text{ш.кр}} &= \sqrt{4kT \operatorname{Re}(Z) \Delta f}; \\ \langle i \rangle_{\text{ш.кр}} &= \sqrt{4kT \operatorname{Re}(Y) \Delta f} = \sqrt{4kT \operatorname{Re}\left(\frac{1}{Z}\right) \Delta f}. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Мощность теплового шума пропорциональна квадратам действующих значений напряжения и тока. Она постоянна в полосе частот Δf . Шум с таким равномерным спектром называют «белым».

Дробовой шум обусловлен дискретным характером заряда. Он появляется при протекании тока I через области, в которых существуют собственные внутренние электрические поля (потенциальные барьеры). Количество носителей заряда, прошедших потенциальный барьер в единицу времени является случайно изменяющейся величиной. Действующее значение шумового тока в этом случае вычисляется как:

$$\langle i \rangle_{ш.ср} = \sqrt{2eI \Delta f} \quad (2.20)$$

где e – элементарный заряд ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл). Дробовой шум также является «белым».

Мерой различимости сигнала на фоне шума является отношение сигнал/шум (S/N), т.е. отношение мощности, рассеиваемой сигналом на входном импедансе измерительной системы, к мощности, рассеиваемой шумом на том же (нешумящем) импедансе. Обе мощности относятся к узкому интервалу частот шириной Δf . В общем случае отношение S/N является функцией частоты.

Предположим, что шум источника сигнала с действующим значением напряжения U_0 является тепловым шумом его выходного импеданса $Z_{вых} = R_{вых} + jX_{вых}$. Входной импеданс измерительной системы $Z_{вх} = R_{вх} + jX_{вх}$ положим нешумящим. Тогда действующее значение шумового напряжения:

$$\langle u \rangle_{ш.ср} = \sqrt{4kTR_{вых} \Delta f}.$$

Мощность, рассеиваемая шумом в измерительной системе равна:

$$\frac{\langle u \rangle_{ш.ср}^2 R_{вых}}{(R_{вх} + R_{вых})^2 + (X_{вх} + X_{вых})^2}$$

а мощность, рассеиваемая сигналом в измерительной системе равна:

$$\frac{U_0^2 R_{вых}}{(R_{вх} + R_{вых})^2 + (X_{вх} + X_{вых})^2}$$

Следовательно, отношение сигнал шум принимает вид:

$$\frac{S}{N} = \frac{U_0}{4kTR_{вых} \Delta f} \quad (2.21)$$

Иногда удобнее определять отношение сигнал/шум как отношение *доступной мощности сигнала* к *доступной мощности шума*. Здесь речь идет о мощностях, которые рассеивались бы в измерительной системе при ее сопряженном согласовании с измеряемым объектом. Такая замена позволяет во многих случаях упростить расчеты. Получаемое значение отношения сигнал/шум при этом не меняется.

Мерой увеличения зашумленности сигнала при прохождении измерительной системы является коэффициент шума:

$$F = \frac{N_2}{N_2'} \quad (2.22)$$

Здесь N_2 – мощность шума на выходе шумящей измерительной системы, а N_2' – мощность шума на выходе нешумящей измерительной системы, имеющей такой же коэффициент усиления G .

Коэффициентом усиления называется отношение мощности сигнала на выходе S_2 к мощности сигнала на входе S_1 :

$$G = \frac{S_2}{S_1} \quad (2.23)$$

Мощность шума N_2' на выходе нешумящей измерительной системы связана с мощностью шума N_1 на ее входе соотношением:

$$N_2' = GN_1.$$

Тогда коэффициент шума можно записать как:

$$F = \frac{N_2}{GN_1} = \frac{N_2}{GN_1} \cdot \frac{S_1}{S_1} = \frac{N_2}{GS_1} \cdot \frac{S_1}{N_1} = \frac{N_2}{S_2} \cdot \frac{S_1}{N_1} = \frac{S_1}{N_1} / \frac{S_2}{N_2}. \quad (2.24)$$

Таким образом, коэффициент шума показывает, как изменяется отношение сигнал/шум при прохождении измерительной системы.

Если измерительная система содержит несколько усилительных каскадов, то основной вклад в зашумление сигнала вносит первый усилитель, поэтому к коэффициенту шума входного усилителя предъявляются наиболее жесткие требования.

2. Измерительные системы

Современные измерительные задачи, как правило, не исчерпываются измерением одного параметра какого либо объекта измерения, а являются комплексными, и связаны с необходимостью одновременного контроля большого числа физических величин. В общем случае [измерительные системы](#) – это средства измерений, решающие такие комплексные измерительные задачи. Далее приводятся основные характеристики, принятые для описания измерительных систем.

2.3. Элементы аналоговой схемотехники

Большинство пассивных датчиков обладают очень слабыми выходными сигналами. Их величина часто не превышает нескольких микровольт или пикоампер. С другой стороны входные сигналы стандартных электронных устройств обработки данных, таких как АЦП, частотные модуляторы, различные регистраторы и т.д. должны быть гораздо выше: порядка вольт или миллиампер. Поэтому для подключения датчиков к таким устройствам требуются промежуточные усилители с коэффициентами усиления по напряжению до 10000, а по току до 1000000. Усилители, как правило, являются одной из составных частей интерфейсных схем. Существует несколько стандартных схем усилителей для подключения различных типов датчиков, реализованных на дискретных компонентах: транзисторах, резисторах, конденсаторах и катушках индуктивности. Но в настоящее время чаще всего используются усилители, построенные на основе ОУ и пассивных дискретных компонентах.

Следует понимать, что назначение усилителей не ограничивается только функцией увеличения амплитуды сигнала. Они могут также использоваться для согласования устройств по импедансу,

для улучшения соотношения сигнал/шум, в качестве фильтров и изоляторов между входами и выходами.

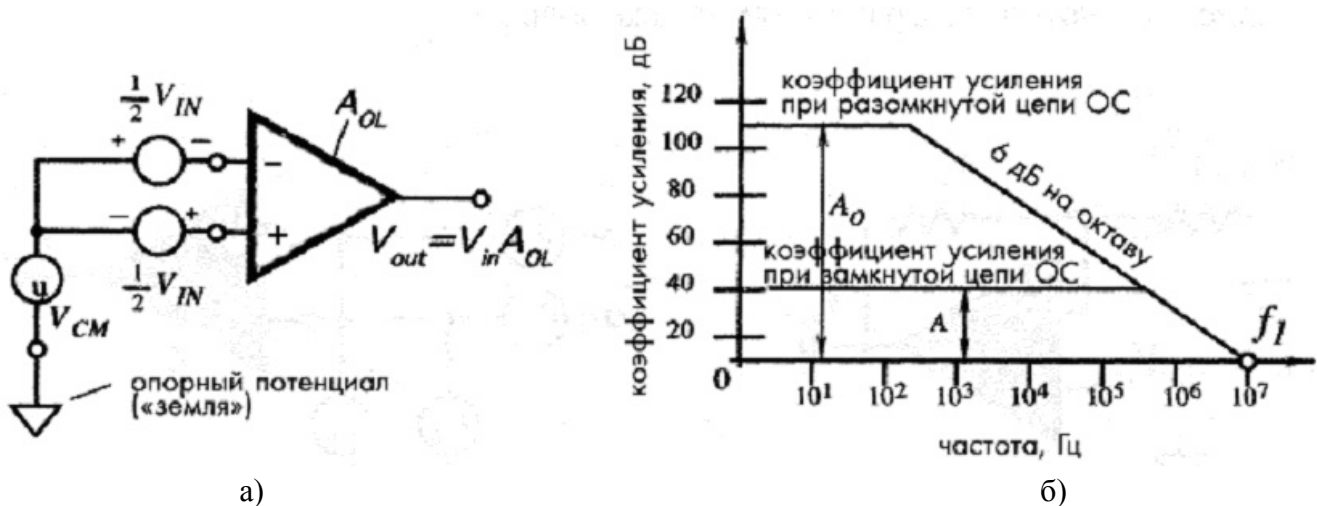
2.3.1. Операционные усилители

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

На [рисунке 2.11](#) показано схематичное представление ОУ. Типовой ОУ, как правило, обладает следующими характеристиками:

- двумя входами: инвертирующим (-) и неинвертирующим (+);
- высоким входным сопротивлением (порядка сотен МОм и даже ГОм);
- низким выходным сопротивлением (доли Ома);
- способностью работать с емкостной нагрузкой;
- низким входным напряжением смещения e_0 (несколько мВ и даже мкВ);
- низким входным током смещения i_0 (несколько пА и даже меньше);
- очень высоким коэффициентом усиления при разомкнутой цепи обратной связи (ОС) может достигать значений $10^4 \dots 10^6$ и даже выше (этот коэффициент показывает во сколько раз ОУ увеличивает разность напряжений между двумя входами);
- высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), показывающим насколько эффективно ОУ подавляет синфазные сигналы одинаковой амплитуды, одновременно поданные на оба входа;
- низким коэффициентом собственного шума;
- широким рабочим частотным диапазоном;
- низкой чувствительностью к помехам по шине питания;
- высокой стабильностью характеристик при изменении параметров окружающей среды.

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



а)

б)

Рис. 2.11. Операционный усилитель:

а) – обозначение,

б) – частотная зависимость коэффициента усиления.

На [рисунке 2.11, а](#)) показан ОУ без [цепи ОС](#). Такой усилитель часто называют ОУ с разомкнутым контуром ОС. В справочниках приводятся значения коэффициентов усиления ОУ без ОС, которые не являются постоянными во всем частотном диапазоне. Зависимость этих коэффициентов от частоты показана на [рисунке 2.11, б](#)). На значения коэффициентов усиления ОУ также влияют сопротивление нагрузки, температура окружающей среды и флуктуации напряжения питания. Для многих ОУ без ОС температурная чувствительность коэффициента усиления составляет порядка 0.2...1%/°C, а чувствительность к изменению напряжения питания – порядка 1%/%. ОУ без ОС практически никогда не используются, поскольку высокий коэффициент усиления приводит к нестабильной работе схемы, сильному температурному дрейфу характеристик, повышенному шуму и т.д. Например, при коэффициенте усиления ОУ без ОС, равном 10^5 , входной дрейф напряжения в 10 мкВ вызовет дрейф выходного напряжения порядка 1 В.

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания характеризует способность ОУ усиливать высокочастотные сигналы малой амплитуды. Это произведение равно частоте f_1 , при которой коэффициент усиления ОУ становится равным 1, т.е. ОУ перестает усиливать сигнал. На [рисунке 2.12, а](#)) показан неинвертирующий усилитель. В этом усилителе цепь ОС сформирована двумя резисторами: R_1 и R_2 . Результирующий коэффициент усиления

$$A = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

такого усилителя с ОС равен:

$\frac{R_1}{R_2}$. Он будет постоянным в более широком частотном диапазоне ([рис. 2.12, б](#)), но ограничивающая частота f_1 останется такой же, как и в ОУ без ОС.

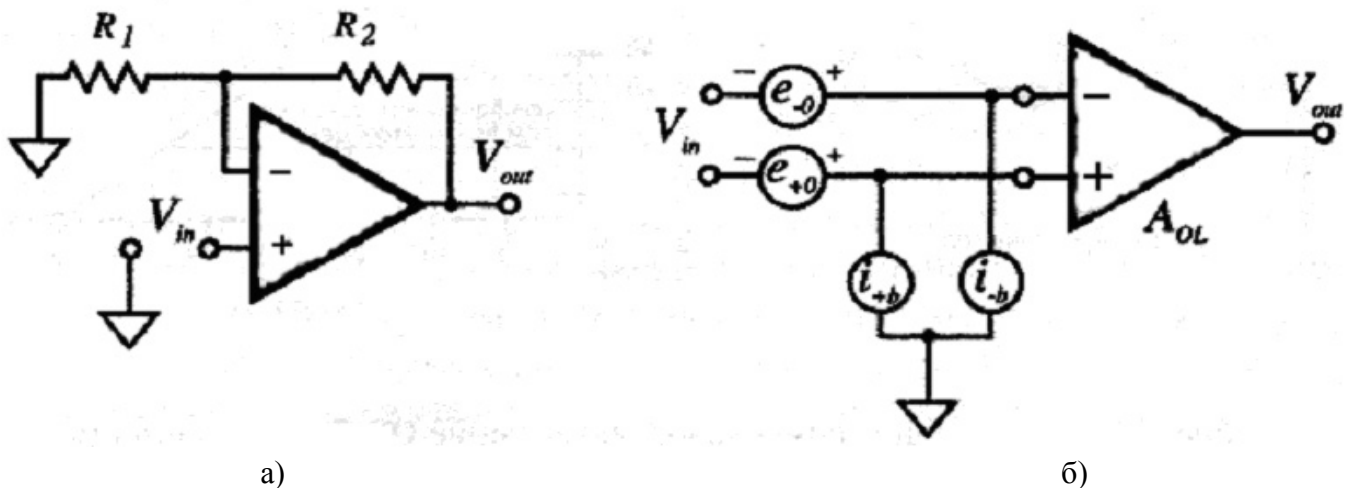


Рис. 2.12. Операционный усилитель:
 а) – включение цепи обратной связи,
 б) – напряжения и токи смещения на входах ОУ.

Глубина ОС определяет такие параметры этой схемы, как линейность, стабильность коэффициента усиления и выходной импеданс, которые теперь в основном зависят от характеристик компонентов ОС. Для получения высокой точности необходимо обеспечить выполнение следующего правила: коэффициент усиления ОУ без ОС должен быть по крайней мере в 100 раз больше коэффициента усиления ОУ с ОС на самой высокой рабочей частоте. Для более высокой точности это отношение должно быть равно 1000 и даже больше.

ОУ усиливают не только полезные сигналы, но и паразитные напряжения и токи, попадающие на их входы (рис. 2.12, б). Поэтому в справочной литературе для них обычно приводятся технологические допуски на значения токов и напряжений смещения.

Из-за напряжений и токов смещения выходной сигнал интерфейсной схемы при нулевом входном сигнале практически никогда не бывает равным нулю. В схемах, работающих с постоянными или медленно меняющимися сигналами, серьезной проблемой является освобождение полезного сигнала от этих нежелательных компонентов. На практике величину напряжения смещения регулируют двумя способами: непосредственно на ОУ (если в нем предусмотрены регулировочные выводы) или при помощи независимых внешних компенсационных цепей.

Величину выходного напряжения смещения можно определить из выражения:

$$V_0 = A(e_0 + i_0 R_{\text{вх}}) \quad (2.25)$$

где $R_{\text{вх}}$ – эквивалентное входное сопротивление, состоящее из выходного сопротивления датчика и входного сопротивления усилителя; e_0 – входное напряжение смещения, а i_0 – входной ток смещения. Величина смещения тока и напряжений зависит от температуры. В схемах, где ОУ работает с большим коэффициентом усиления, выходное напряжение смещения может служить источником серьезных погрешностей. Существует несколько способов решения этой проблемы. Одним из них является выбор ОУ с низким значением тока и напряжения смещения, а также высоким входным сопротивлением. Для эффективного снижения напряжения смещения также применяются усилители постоянного тока с модуляцией и демодуляцией сигнала.

2.3.2. Повторители напряжения

Назначение повторителя напряжений (рис. 2.13) – преобразование импеданса от высокого уровня к низкому. Повторитель, как правило, обладает высоким входным импедансом (высоким входным сопротивлением и низкой входной емкостью) и низким выходным сопротивлением (выходная емкость не имеет никакого значения). Хороший повторитель имеет близкий к единице коэффициент усиления по напряжению (обычно 0.999 на низких частотах) и высокий коэффициент усиления по току. По существу, повторитель напряжения является усилителем тока и преобразователем импеданса. Высокий входной и низкий выходной импеданс повторителей делает их незаменимыми элементами при согласовании датчиков с устройствами обработки сигналов.

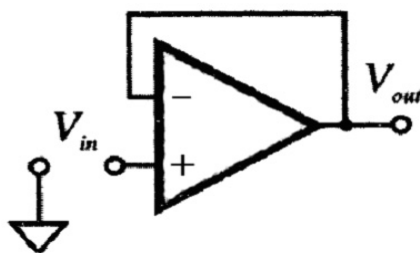


Рис. 2.13. Повторитель напряжения на ОУ.

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

- при подключении к датчикам с токовым выходом входной ток смещения повторителя должен быть по крайней мере в 100 раз меньше тока датчика;
- если невозможно полностью компенсировать входное напряжение смещения, то следует добиться того, чтобы оно не превышало величины младшего значащего разряда (МЗР);
- температурный коэффициент тока и напряжения смещения не должен приводить к появлению погрешности, превышающей 1 МЗР во всем температурном диапазоне.

2.3.3. Измерительный усилитель

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

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) \quad (2.26)$$

где V_+ и V_- - напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах, а A – коэффициент усиления. Измерительные усилители могут быть реализованы на основе ОУ по интегральной или гибридной технологиям. Важным свойством ИУ является высокое сопротивление по обоим входам, что позволяет ему выступать в роли дифференциального усилителя и эффективно подавлять синфазные аддитивные помехи. Примером высококачественного ИУ является усилитель INA118 фирмы Burr-Brown/Texas Instruments (www.ti.com). Он обладает низким напряжением смещения (50 мкВ) и высоким коэффициентом ослабления синфазных сигналов (110 дБ). Коэффициент усиления такого ИУ задается одним резистором.

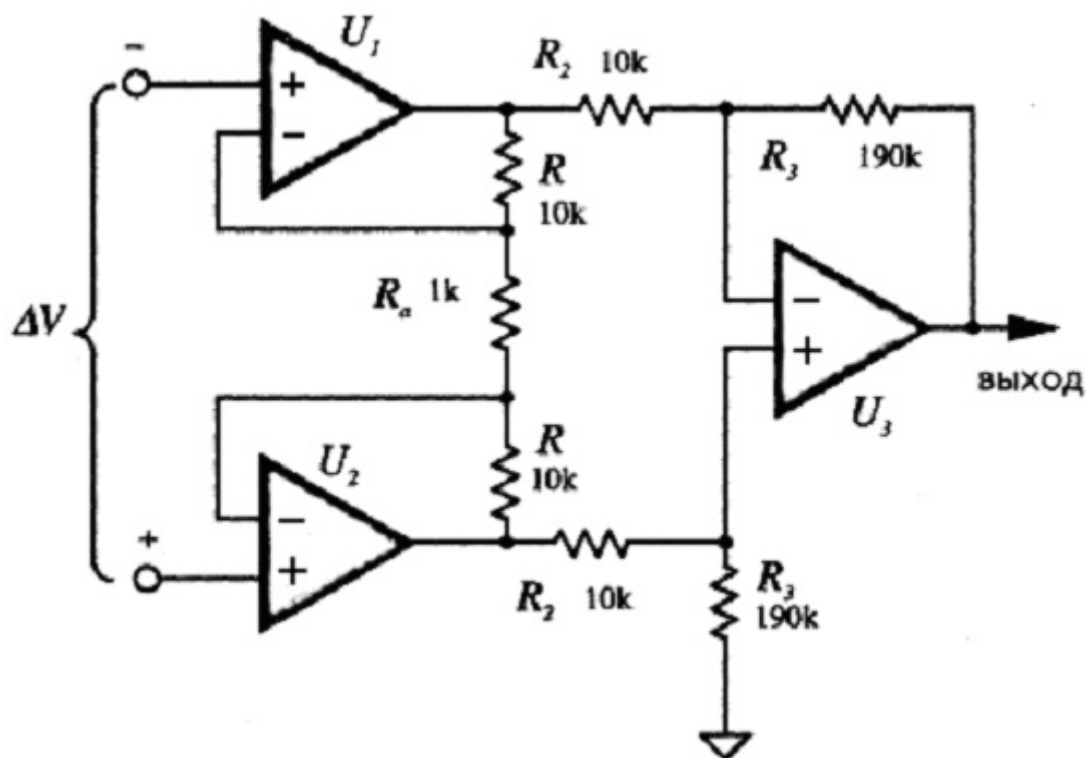


Рис. 2.14. Измерительный усилитель на трех ОУ.

Хотя в настоящее время можно приобрести промышленно выпускаемые ИУ в интегральном исполнении, на практике многие применяют ИУ, реализованные из дискретных компонентов. На [рисунке 2.14](#) показана наиболее часто используемая схема ИУ. Падение напряжения на резисторе R_b настраивается равным входной разности ΔV , тогда ток, протекающий через него, будет равен:

$$I = \frac{\Delta V}{R_b}$$

. Выходные напряжения ОУ: $U_{1и}$ и U_2 равны друг другу по амплитуде, но имеют разную полярность. Первая стадия усиления входной разности напряжений проходит на ОУ: $U_{1и}$ и U_2 , которые можно представить в виде одного усилителя, имеющего дифференциальные входы и дифференциальные выходы. Вторая стадия усиления осуществляется на ОУ U_3 , преобразующем дифференциальный входной сигнал в униполярный выходной. Полный коэффициент усиления ИУ можно найти из выражения:

$$A = \left(1 + \frac{2R}{R_b} \right) \frac{R_3}{R_2} \quad (2.27)$$

Величина коэффициента ослабления синфазного сигнала (КОСС) зависит от того, насколько точно в этой схеме подобраны резисторы. Как правило, при использовании резисторов 1% точности КОСС не превышает значения 100, тогда как для резисторов 0.1% точности КОСС имеет на порядок более высокие значения.

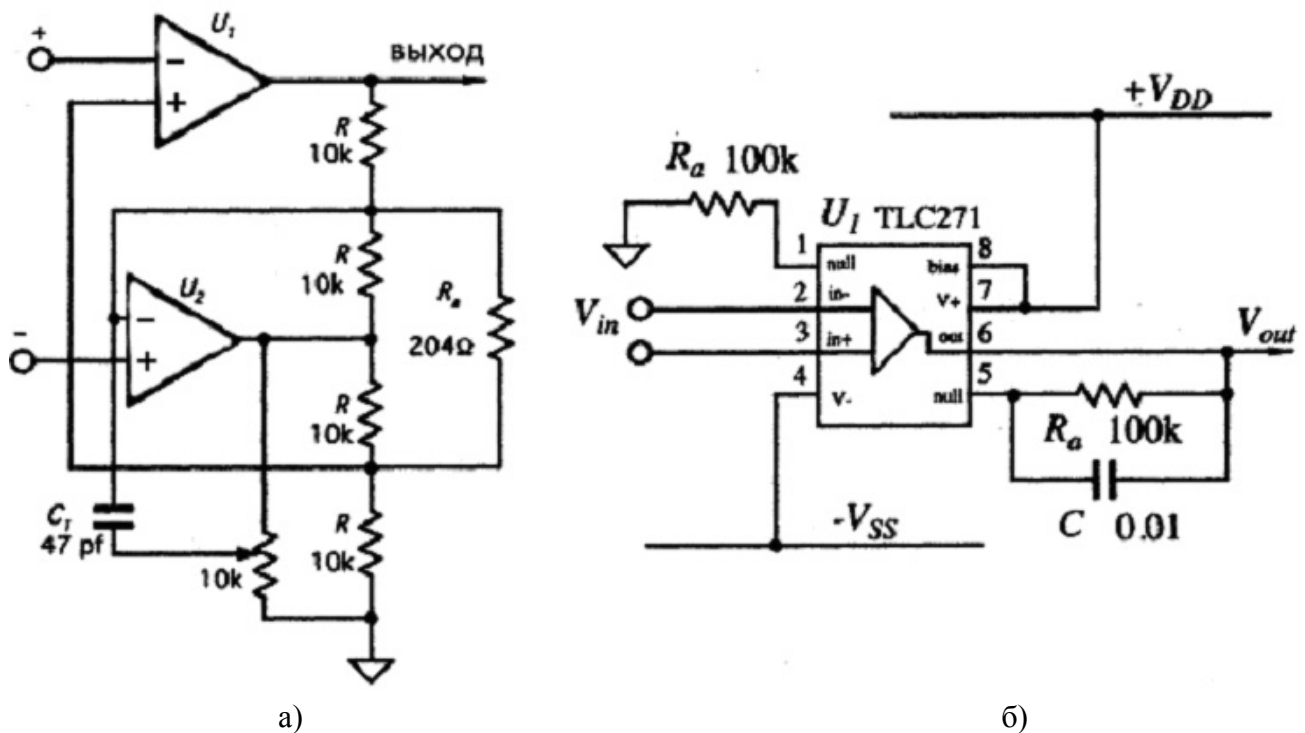


Рис. 2.15. Измерительные усилители на двух а) и на одном б) ОУ.

Хороший и экономически эффективный ИУ можно реализовать на двух одинаковых ОУ и нескольких прецизионных резисторах (рис. 2.15, а). Для обеспечения низких уровней шума и тока смещения в схеме используются ОУ, входные каскады которых построены на полевых транзисторах. ОУ U_1 работает как неинвертирующий усилитель, а U_2 — как инвертирующий. Поскольку все входы ОУ обладают высоким импедансом, датчики к ним можно подключать напрямую, без всяких согласующих элементов. Цепи ОС каждого ОУ настраиваются так, чтобы напряжение на резисторе R_a , отвечающего за величину коэффициента усиления ИУ, было равно входной разности ΔV . Коэффициент усиления такого ИУ равен:

$$A = 2 \left(1 + \frac{R}{R_a} \right) \quad (2.28)$$

Следовательно, коэффициент усиления в рассматриваемой схеме может меняться в пределах от 2 (если пренебречь сопротивлением R_a) до значения коэффициента усиления ОУ без ОС (когда $R_a = 0$). Для показанного на рисунке ИУ коэффициент усиления равен 100. Но всегда следует помнить, что входное напряжение смещения будет увеличиваться с тем же коэффициентом усиления. Поэтому и в этой схеме необходимо тщательно подбирать резисторы R . На очень низких частотах рассогласование резисторов связано с КОСС обратной зависимостью, т.е. при рассогласовании сопротивлений 0.01%, КОСС будет равен 10 000 (-80 дБ). На более высоких частотах более существенным становится несоответствие импедансов. Регулирование импеданса может осуществляться при помощи подстроечного резистора и конденсатора C_1 . Также следует помнить, что ИУ, как правило, используют биполярный источник питания.

В случаях, когда высокая точность не требуется, а стоимость становится решающим фактором, используют простой ИУ на одном ОУ и двух резисторах (рис. 2.15, б). В этой схеме резистор R_a , стоящий в цепи ОС, подсоединяется к выводу балансировки нуля ОУ. Глубина ОС такого ИУ зависит от параметров конкретного ОУ и используемых компонентов. Например, при

использовании ОУ TLC271 (Texas Instruments) коэффициент усиления ИУ может быть определен по формуле:

$$A = 1 + \frac{R_o}{2kOm} \quad (2.29)$$

где R_o следует подставлять в кОм.

Для номиналов, приведенных на [рисунке](#), коэффициент усиления равен 50. Внешние соединения и значения параметров дополнительных компонентов определяются типом используемого ОУ. Следует также отметить, что для применения в такой схеме подходят не все ОУ.

2.3.4. Усилители заряда

Характерной чертой усилителей заряда (УЗ) является очень низкий ток смещения. Такие усилители используются для преобразования в напряжение сигналов от емкостных датчиков, квантовых детекторов, пирозлектрических чувствительных элементов и других устройств, имеющих на выходе либо очень маленькие заряды (порядка пикокулон, пКл), либо очень маленькие токи (порядка пикоампер, пА). Поэтому УЗ по своей сути является преобразователем заряда в напряжение. На [рис. 2.16.a](#) показана принципиальная схема УЗ. В цепи ОС ОУ стоит конденсатор C , сопротивление утечки которого r должно быть значительно больше его импеданса на самой низкой рабочей частоте. В УЗ можно использовать только хорошие пленочные конденсаторы. Также необходимо уделять большое внимание качеству печатных плат и равномерному покрытию всех их компонентов.

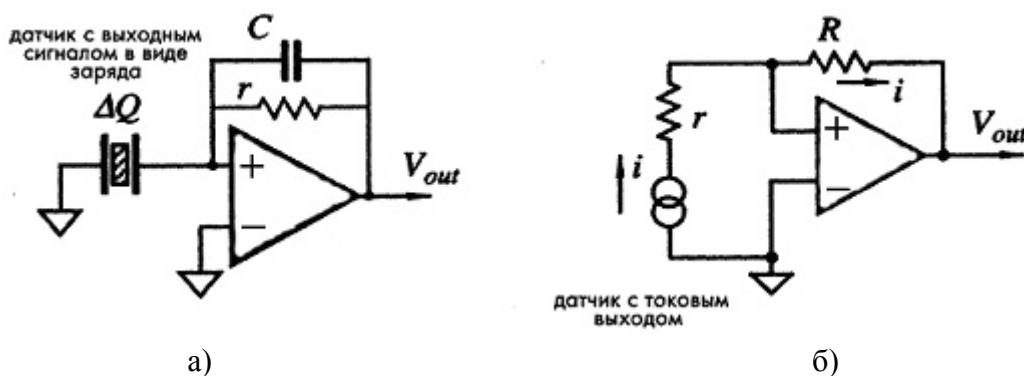


Рис. 2.16. Преобразователи заряда в напряжение а) и тока в напряжение б), реализованные на ОУ.

Передаточную функцию УЗ можно представить в виде:

$$V_{out} = - \frac{\Delta Q}{C} \quad (2.30)$$

В случаях, где требуется очень высокая точность преобразований, может применяться специальный гибридный предусилитель заряда, примером которого может служить схема DN630, выпускаемая фирмой ThermOptics, Inc (www.thermoptics.com). Такой усилитель работает с емкостями менее 1 пФ. Встроенный конденсатор номиналом 1 пФ настраивает значение коэффициента усиления, соответствующее чувствительности 1 В/пКл. Этот коэффициент может быть снижен при помощи подключения одного или нескольких внутренних конденсаторов ко входу усилителя. Такой усилитель обладает низким уровнем шума, а время нарастания и спада сигналов в нем составляет 5 нс.

Многие датчики могут быть представлены в виде конденсаторов. Часть емкостных датчиков, таких как микрофоны, емкостные датчики силы и давления, а также детекторы влажности, являются активными устройствами, т.е. для работы им требуется сигнал возбуждения. Другая часть емкостных датчиков являются пассивными устройствами, напрямую преобразующими внешнее воздействие в электрический заряд или ток. Примерами таких датчиков могут быть пьезоэлектрические и пироэлектрические детекторы. Существуют также неемкостные датчики, которые можно рассматривать как генераторы тока. Фотодиод – представитель этой группы.

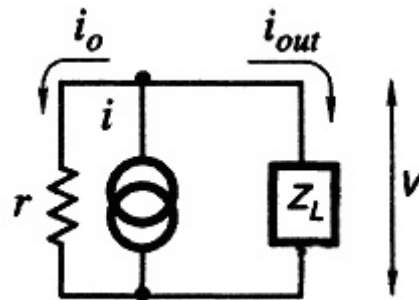


Рис. 2.17. Эквивалентная схема датчика с токовым выходом.

Датчик с токовым выходом можно представить в виде сопротивления утечки r , соединенного параллельно с генератором тока, обладающим бесконечно большим внутренним сопротивлением (рис. 2.17). Датчик вырабатывает ток i , который может течь в двух направлениях: через сопротивление r внутри датчика (ток i_o) и через интерфейсную схему с входным импедансом Z_L (ток i_{out}). Поскольку ток i_o по своей сути является паразитным, следует стремиться к тому, чтобы сопротивление утечки датчика было намного больше импеданса интерфейса.

Из закона Ома следует, что для преобразования электрического тока i_{out} в напряжение ток должен пройти через нагрузку с определенным импедансом, тогда падение напряжения на этой нагрузке будет пропорционально величине этого тока. На рисунке 2.16, б показана принципиальная схема преобразователя тока в напряжение, в которой датчик с токовым выходом подключен к инвертирующему входу ОУ, играющему роль виртуальной земли. В этой схеме напряжение на инвертирующем входе почти равно напряжению на неинвертирующем заземленном входе ОУ. Следовательно, датчик работает при почти нулевой разности потенциалов на своих выводах, а ток, протекающий через него, определяется выходным напряжением ОУ:

$$V_{out} = -iR \quad (2.31)$$

Для устойчивости работы схемы r должно быть намного меньше R . На высоких частотах ОУ работает практически с разомкнутой цепью ОС, т.е. с очень большим коэффициентом усиления, что может привести к возникновению колебаний. Это особенно важно помнить при использовании датчиков с низким сопротивлением утечки. Преимуществом схем с виртуальной землей является независимость выходного сигнала от емкости датчика. Напряжение на выходе такой схемы сдвинуто по фазе на 180° по отношению к току. На рисунке 2.18, а показана инвертирующая схема преобразователя тока в напряжение, быстродействие которой определяется как емкостью датчика, так и величиной резистора R_b . Реакцию такого преобразователя на ступенчатую функцию можно описать следующим выражением:

$$V_{out} = iR_b \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (1 + e^{-t/\tau}) \quad (2.32)$$

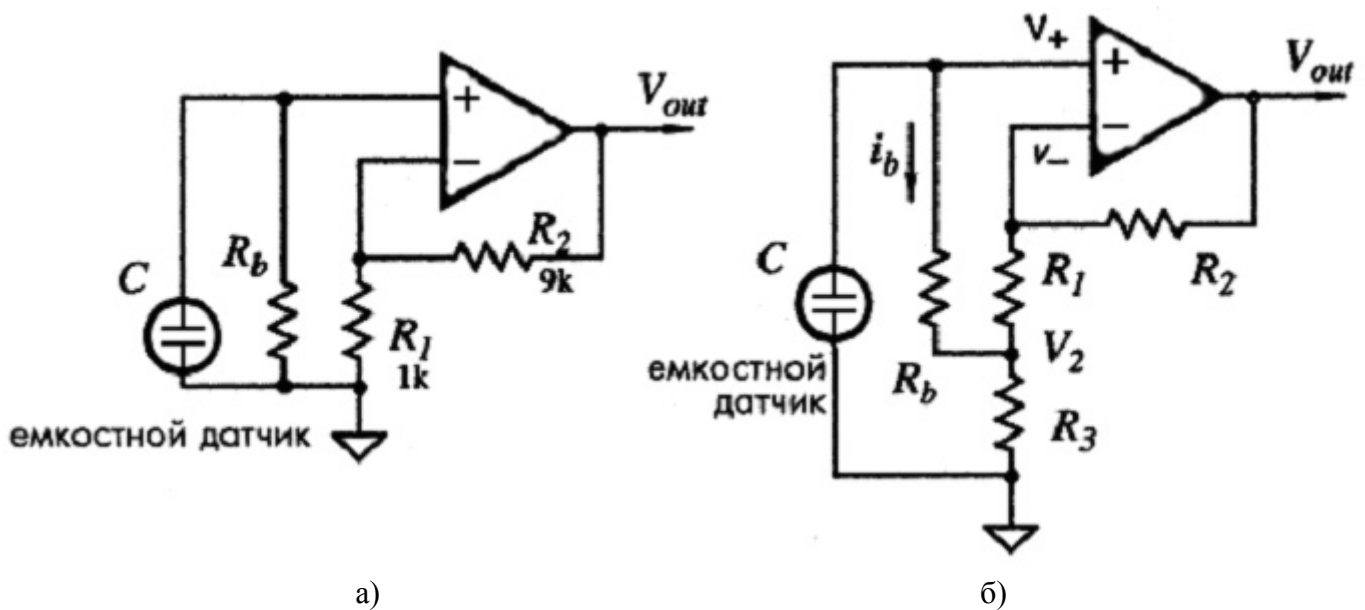


Рис. 2.18. Инвертирующий преобразователь тока в напряжение а) и трансформатор-умножитель сопротивления на ОУ б).

При работе с пьезоэлектрическими и пироэлектрическими датчиками сопротивление резистора R_8 (\bar{R} на [рис. 2.16, б](#)) может достигать значений десятков и даже сотен ГОм. На практике резисторы таких номиналов используются крайне редко: во-первых, они достаточно редки; во-вторых, они обладают плохой стабильностью при изменении условий окружающей среды. В таких случаях высокоомный резистор часто заменяют схемой, известной под названием умножителя сопротивлений, реализованной на основе ОУ с положительной ОС ([рис. 2.18, б](#)). Благодаря высокому коэффициенту усиления ОУ, напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах усилителя практически равны друг другу:

$$V_+ \ll V_-$$

Резисторы R_1 и R_2 формируют резистивный делитель, напряжение V_2 на котором определяется следующим соотношением:

$$V_2 = V_- \frac{R_3}{R_1 + R_3} \approx V_+ \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad (2.33)$$

Зная падение напряжения на резисторе R_8 , можно найти ток, протекающий через него:

$$I_8 = \frac{\Delta V}{R_8} = \frac{V_+ - V_2}{R_8} = \frac{V_+}{R_8} \frac{R_1}{R_1 + R_3} \quad (2.34)$$

Из этого уравнения получим зависимость входного напряжения от входного тока и сопротивлений:

$$V_+ = I_8 R_8 \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \quad (2.35)$$

Из последнего выражения видно, что значение резистора R_2 как бы увеличивается в $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ раз.

Это значит, что если $R = 10 \text{ МОм}$, а коэффициент $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \approx 5$, эта схема является виртуальным сопротивлением 50 МОм . Однако такой множитель сопротивлений следует применять очень

аккуратно, поскольку ток и напряжение смещения будут усиливаться в такое же $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ число раз, и это может быть неприемлемым в ряде практических случаев. Этой схеме присуща еще одна отрицательная черта: неустойчивость, обусловленная положительной ОС. Поэтому на практике никогда не используют множитель сопротивлений с коэффициентом увеличения более 10.

2.3.5. Компаратор

Компаратор – это сравнивающее устройство. Аналоговый компаратор предназначен для сравнения непрерывно изменяющихся сигналов. Входные аналоговые сигналы компаратора суть $U_{\text{вх}}$ – анализируемый сигнал и $U_{\text{оп}}$ – опорный сигнал сравнения, а выходной $U_{\text{вых}}$ – дискретный или логический сигнал, содержащий 1 бит информации.

Выходной сигнал компаратора почти всегда действует на входы логических цепей и потому согласуется по уровню и мощности с их входами. Таким образом, компаратор – это элемент перехода от аналоговых к цифровым сигналам, поэтому его иногда называют однобитным аналого-цифровым преобразователем.

Неопределенность состояния выхода компаратора при нулевой разности входных сигналов нет необходимости уточнять, так как реальный компаратор всегда имеет либо конечный коэффициент усиления, либо петлю гистерезиса ([рис. 2.19](#)).

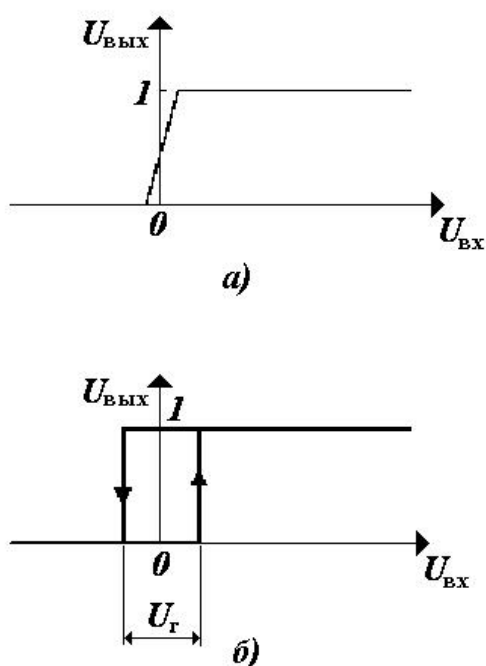


Рис. 2.19. Характеристики компаратора.

Чтобы выходной сигнал компаратора изменился на конечную величину $|U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0|$ при бесконечно малом изменении входного сигнала, компаратор должен иметь бесконечно большой коэффициент усиления (эюра 1 на [рис. 2.20](#)) при полном отсутствии шумов во входном сигнале. Такую характеристику можно имитировать двумя способами – или просто использовать усилитель с очень большим коэффициентом усиления, или ввести положительную обратную связь.

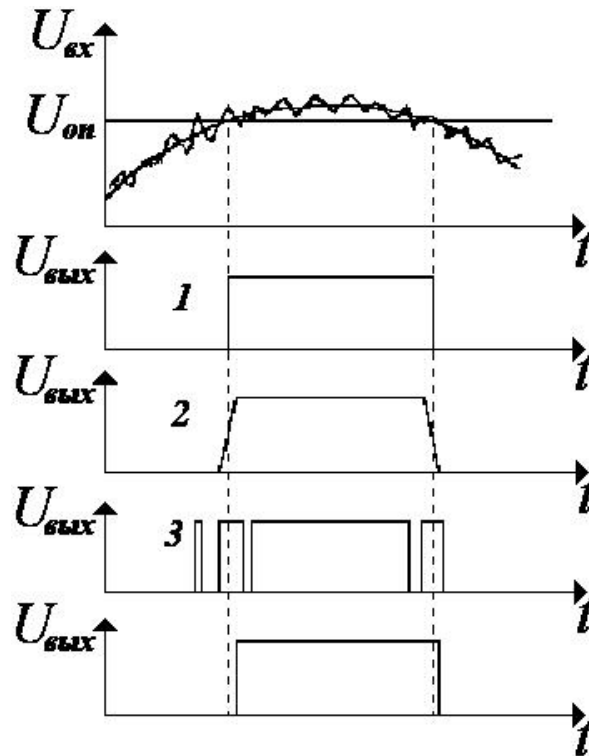


Рис. 2.20. Диаграммы работы компаратора.

Рассмотрим первый путь. Как бы не было велико усиление, при $U_{\text{вых}}$, близком к нулю, характеристика будет иметь вид ([рис. 2.19, а](#)). Это приведет к двум неприятным последствиям. Прежде всего, при очень медленном изменении $U_{\text{вых}}$ выходной сигнал также будет изменяться замедленно, что плохо отразится на работе последующих логических схем (эюра 2 на [рис. 2.20](#)). Еще хуже то, что при таком медленном изменении $U_{\text{вых}}$ около нуля выход компаратора может многократно с большой частотой менять свое состояние под действием помех (так называемый «дребезг», эюра 3 на [рис. 2.20](#)). Это приведет к ложным срабатываниям в логических элементах и к огромным динамическим потерям в силовых ключах. Для устранения этого явления обычно вводят положительную обратную связь, которая обеспечивает переходной характеристике компаратора гистерезис ([рис. 2.19, б](#)). Наличие гистерезиса хотя и вызывает некоторую задержку в переключении компаратора (эюра 4 на [рис. 2.20](#)), но существенно уменьшает или даже устраняет дребезг $U_{\text{вых}}$.

В качестве компаратора может быть использован операционный усилитель (ОУ) так, как это показано на [рисунке 2.21](#). Усилитель включен по схеме инвертирующего сумматора, однако вместо резистора в цепи обратной связи включены параллельно стабилитрон VD_1 и диод VD_2 .

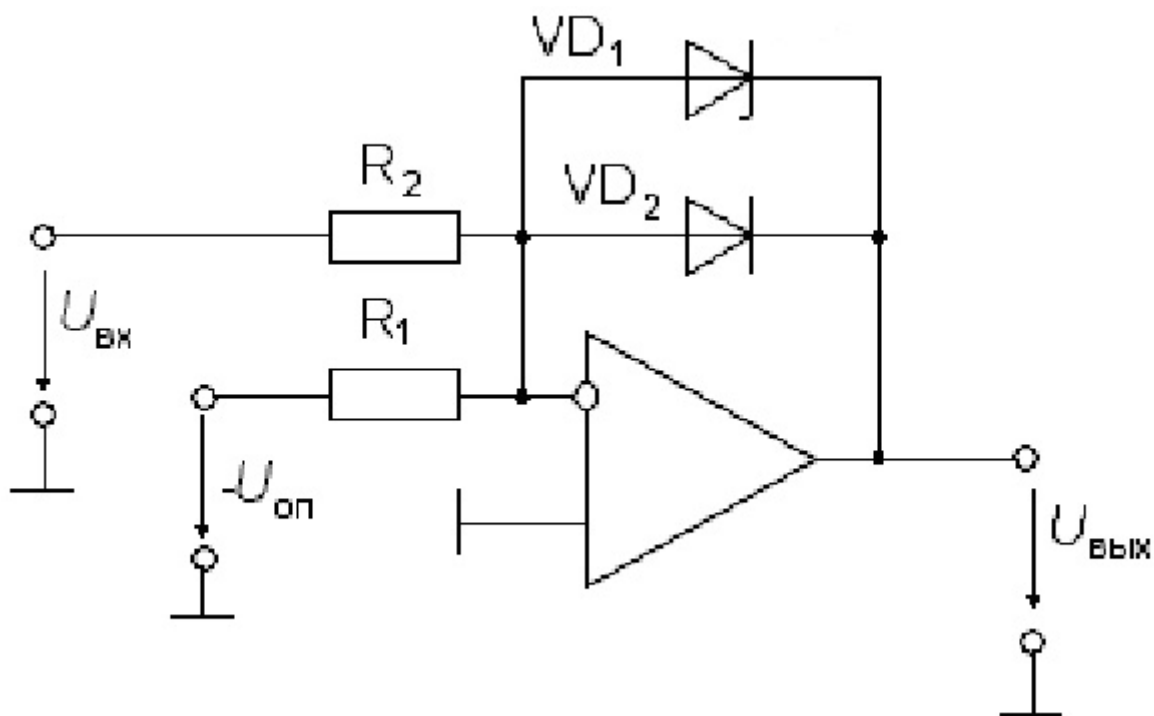


Рис. 2.21. Компаратор на ОУ.

Пусть $R_1 = R_2$. Если $U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} > 0$, то диод VD_2 открыт и выходное напряжение схемы небольшое отрицательное, равное падению напряжения на открытом диоде. При $U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} < 0$ на стабилитроне установится напряжение, равное его напряжению стабилизации $U_{\text{ст}}$. Это напряжение должно соответствовать единичному логическому уровню цифровых интегральных микросхем (ИМС), входы которых подключены к выходу компаратора. Таким образом, выход ОУ принимает два состояния, причем в обоих усилитель работает в линейном режиме. Многие типы ОУ не допускают сколько-нибудь существенное входное дифференциальное напряжение. Включение по схеме на [рисунке 2.21](#) обеспечивает работу ОУ в режиме компаратора практически с нулевыми дифференциальными и синфазными входными напряжениями. Недостатком данной схемы является относительно низкое быстродействие, обусловленное необходимостью частотной коррекции, так как ОУ работает в линейном режиме со 100%-ной обратной связью. Используя для построения компаратора обычные ОУ, трудно получить время переключения менее одной микросекунды.

Вопросы по теме: «Измерительные системы»

1. Что такое чувствительность измерительной системы?
2. Что такое порог чувствительности измерительной системы?
3. Что такое разрешающая способность измерительной системы?
4. Что такое динамический диапазон измерительной системы?
5. Чем определяются пределы измерений измерительной системы?
6. Что такое отклик измерительной системы?
7. Каковы основные виды согласования объекта измерений и измерительной системы?
8. Какова цель энергетического согласования?
9. Какова цель анэнергетического согласования?
10. Чем определяются собственные шумы измерительной системы?
11. Что такое коэффициент шума?
12. Что такое отношение сигнал/шум?
13. Что такое операционный усилитель (ОУ)?

14. Назовите основные схемы включения ОУ.

3. Аналого-цифровые преобразователи

3.1. Общие сведения

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) являются устройствами, которые принимают входные аналоговые сигналы и генерируют соответствующие им цифровые сигналы, пригодные для обработки микропроцессорами и другими цифровыми устройствами.

Принципиально не исключена возможность непосредственного преобразования различных физических величин в цифровую форму, однако эту задачу удастся решить лишь в редких случаях из-за сложности таких преобразователей. Поэтому в настоящее время наиболее рациональным признается способ преобразования различных по физической природе величин сначала в функционально связанные с ними электрические, а затем уже с помощью преобразователей напряжение-код – в цифровые. Именно эти преобразователи имеют обычно в виду, когда говорят об АЦП.

Процедура аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов, которую реализуют с помощью АЦП, представляет собой преобразование непрерывной функции времени $U(t)$, описывающей исходный сигнал, в последовательность чисел $\{U'(t_j)\}$, $j = 0, 1, 2, \dots$, отнесенных к некоторым фиксированным моментам времени. Эту процедуру можно разделить на две самостоятельные операции. Первая из них называется дискретизацией и состоит в преобразовании непрерывной функции времени $U(t)$ в непрерывную последовательность $\{U(t_j)\}$, т.е. последовательность действительных чисел с бесконечной разрядностью. Вторая называется квантованием и состоит в преобразовании непрерывной последовательности в дискретную $\{U'(t_j)\}$, т.е. последовательность чисел с конечной разрядностью.

В основе дискретизации непрерывных сигналов лежит принципиальная возможность представления их в виде взвешенных сумм

$$U(t) = \sum_j \alpha_j f_j(t) \quad (3.1)$$

где α_j – некоторые коэффициенты или отсчеты, характеризующие исходный сигнал в дискретные моменты времени; $f_j(t)$ – набор элементарных функций, используемых при восстановлении сигнала по его отсчетам.

Наиболее распространенной формой дискретизации является равномерная, в основе которой лежит теорема отсчетов. Согласно этой теореме в качестве коэффициентов α_j следует использовать мгновенные значения сигнала $U(t_j)$ в дискретные моменты времени $t_j = j\Delta t$, а период дискретизации выбирать из условия

$$\Delta t = \frac{1}{2F_m}$$

где F_m - максимальная частота спектра преобразуемого сигнала.

Для сигналов со строго ограниченным спектром это выражение является тождеством. Однако спектры реальных сигналов стремятся к нулю лишь асимптотически. Применение равномерной дискретизации к таким сигналам приводит к возникновению в системах обработки информации специфических высокочастотных искажений, обусловленных выборкой. Для уменьшения этих искажений необходимо либо увеличивать частоту дискретизации, либо использовать перед АЦП дополнительный фильтр нижних частот, ограничивающий спектр исходного сигнала перед его аналого-цифровым преобразованием.

В общем случае выбор частоты дискретизации будет зависеть также от используемого в (3.1) вида функции $f_i(t)$ и допустимого уровня погрешностей, возникающих при восстановлении исходного сигнала по его отсчетам. Все это следует принимать во внимание при выборе частоты дискретизации, которая определяет требуемое быстродействие АЦП. Часто этот параметр задают разработчику АЦП. Рассмотрим более подробно место АЦП при выполнении операции дискретизации.

Для достаточно узкополосных сигналов операцию дискретизации можно выполнять с помощью самих АЦП и совмещать таким образом с операцией квантования. Основной закономерностью такой дискретизации является то, что за счет конечного времени одного преобразования и неопределенности момента его окончания, зависящего в общем случае от параметров входного сигнала, не удастся получить однозначного соответствия между значениями отсчетов и моментами времени, к которым их следует отнести. В результате при работе с изменяющимися во времени сигналами возникают специфические погрешности, динамические по своей природе, для оценки которых вводят понятие *апертурной неопределенности*, характеризующейся обычно апертурным временем.

Апертурным временем t_a называют время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением выборки и временем, к которому она относится. Эффект апертурной неопределенности проявляется либо как погрешность мгновенного значения сигнала при заданных моментах измерения, либо как погрешность момента времени, в который производится измерение при заданном мгновенном значении сигнала. При равномерной дискретизации следствием апертурной неопределенности является возникновение амплитудных погрешностей, которые называются апертурными и численно равны приращению сигнала в течение апертурного времени.

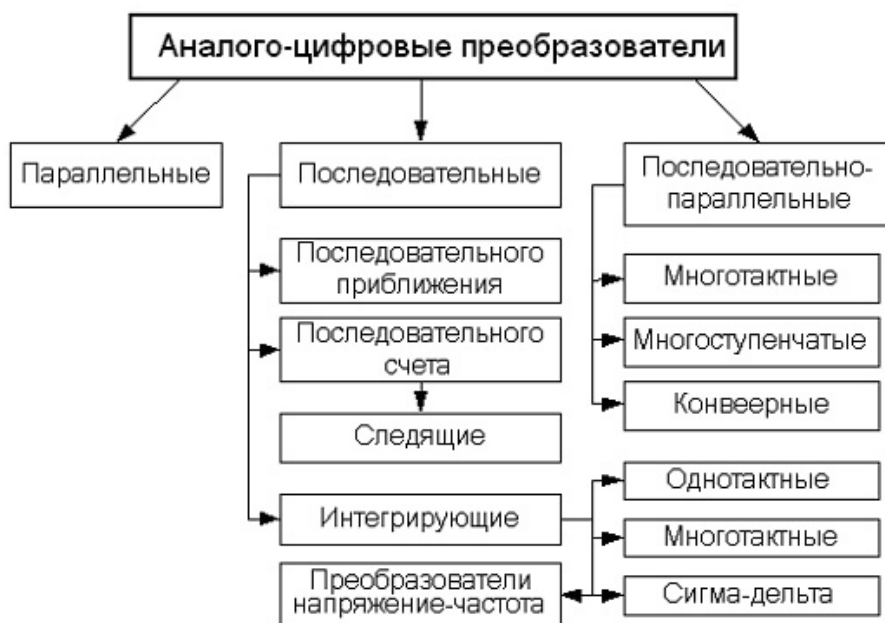


Рис. 3.1. Классификация АЦП.

В настоящее время известно большое число методов преобразования напряжение-код. Эти методы существенно отличаются друг от друга потенциальной точностью, скоростью преобразования и сложностью аппаратной реализации. На [рисунке 3.1](#) представлена классификация АЦП по методам преобразования.

В основу классификации АЦП положен признак, указывающий на то, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую. В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и кодирования. Они могут осуществляться с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедур приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

3.2. Параллельные АЦП

АЦП этого типа осуществляют квантование сигнала одновременно с помощью набора компараторов, включенных параллельно источнику входного сигнала. На [рисунке 3.2](#) показана реализация параллельного метода аналого-цифрового преобразования для 3-разрядного числа.

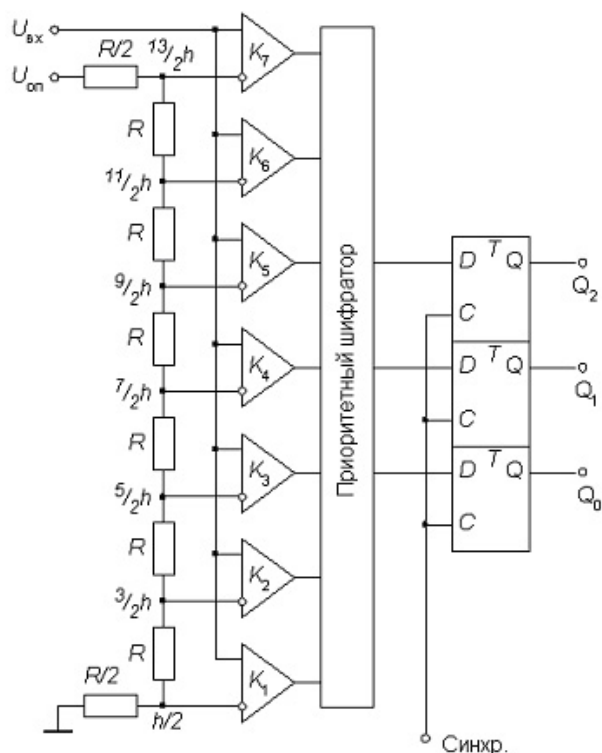


Рис. 3.2. Структурная схема параллельного АЦП.

С помощью трех двоичных разрядов можно представить восемь различных чисел, включая нуль. Необходимо, следовательно, семь компараторов. Семь соответствующих эквидистантных опорных напряжений образуются с помощью резистивного делителя.

Если приложенное входное напряжение не выходит за пределы диапазона от $\frac{5}{2}h$, до $\frac{7}{2}h$, где $h = \frac{U_{\text{опт}}}{7}$ – квант входного напряжения, соответствующий единице младшего разряда АЦП, то компараторы с 1-го по 3-й устанавливаются в состояние 1, а компараторы с 4-го по 7-й – в состояние 0. Преобразование этой группы кодов в трехзначное двоичное число выполняет логическое устройство, называемое приоритетным шифратором.

Подключение приоритетного шифратора непосредственно к выходу АЦП может привести к ошибочному результату при считывании выходного кода. Рассмотрим, например переход от трех к четырем или в двоичном коде от 011 к 100. Если старший разряд вследствие меньшего времени задержки изменит свое состояние раньше других разрядов, то временно на выходе возникнет число 111, т.е. семь. Величина ошибки в этом случае составит половину измеряемого диапазона.

Так как результаты аналого-цифрового преобразования записываются, как правило, в запоминающее устройство, существует вероятность получить полностью неверную величину. Решить эту проблему можно, например, с помощью устройства выборки-хранения (УВХ). Некоторые интегральные микросхемы (ИМС) параллельных АЦП, например MAX100, снабжаются сверхскоростными УВХ, имеющими время выборки порядка 0,1 нс.

Другой путь состоит в использовании кода Грея, характерной особенностью которого является изменение только одной кодовой позиции при переходе от одного кодового значения к другому. Наконец, в некоторых АЦП для снижения вероятности сбоев при параллельном аналого-цифровом преобразовании используется двухтактный цикл, когда сначала состояния выходов компараторов фиксируются, а затем после установления состояния приоритетного шифратора подачей активного фронта на синхровход выходного регистра в него записывают выходное слово АЦП.

При увеличении входного сигнала компараторы устанавливаются в состояние 1 по очереди – снизу вверх. Такая очередность не гарантируется при быстром нарастании входного сигнала, так как из-за различия во временах задержки компараторы могут переключаться в другом порядке. Приоритетное кодирование позволяет избежать ошибки, возможной в этом случае, благодаря тому, что единицы в младших разрядах не принимаются во внимание приоритетным шифратором.

Благодаря одновременной работе компараторов параллельный АЦП является самым быстрым. Например, восьмиразрядный преобразователь типа MAX104 позволяет получить 109 отсчетов в секунду при времени задержки прохождения сигнала не более 1,2 нс. Недостатком этой схемы является высокая сложность. Действительно, N – разрядный параллельный АЦП содержит 2^{N-1} компараторов и 2^N согласованных резисторов. Следствием этого является высокая стоимость (сотни долларов США) и значительная потребляемая мощность. Тот же MAX104, например, потребляет около 4 Вт.

3.3. Последовательные АЦП

Последовательные АЦП разделяют на АЦП последовательного счета и АЦП последовательного приближения.

3.3.1. АЦП последовательного счета

Этот преобразователь является типичным примером последовательных АЦП с единичными приближениями и состоит из компаратора, счетчика и ЦАП (рис. 3.3). На один вход компаратора поступает входной сигнал, а на другой – сигнал обратной связи с ЦАП.

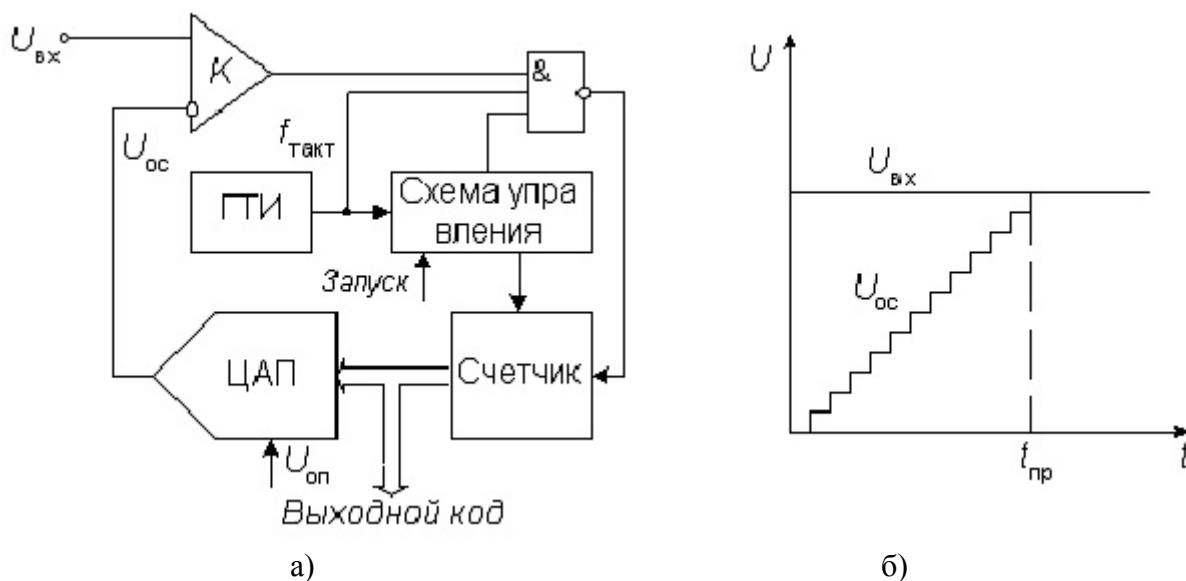


Рис. 3.3. Структурная схема параллельного АЦП.
а) структурная схема; б) временные диаграммы

Работа преобразователя начинается с прихода импульса запуска, который включает счетчик, суммирующий число импульсов, поступающих от генератора тактовых импульсов ГТИ. Выходной код счетчика подается на ЦАП, осуществляющий его преобразование в напряжение обратной связи $U_{оп}$. Процесс преобразования продолжается до тех пор, пока напряжение обратной связи сравнивается со входным напряжением и переключится компаратор, который своим выходным сигналом прекратит поступление тактовых импульсов на счетчик. Переход выхода компаратора из

1 в 0 означает завершение процесса преобразования. Выходной код, пропорциональный входному напряжению в момент окончания преобразования, считывается с выхода счетчика.

Время преобразования АЦП этого типа является переменным и определяется входным напряжением. Его максимальное значение соответствует максимальному входному напряжению и при разрядности двоичного счетчика N и частоте тактовых импульсов $f_{\text{такт}}$

$$t_{\text{тр. макс}} = \frac{2N - 1}{f_{\text{такт}}} \quad (3.2)$$

Например, при $N = 10$ и $f_{\text{такт}} = 1 \text{ МГц}$ $t_{\text{тр. макс}} = 1024 \text{ мкс}$, что обеспечивает максимальную частоту выборок порядка 1 кГц .

Погрешность преобразования определяется суммарной статической погрешностью используемых ЦАП и компаратора. Частоту счетных импульсов необходимо выбирать с учетом завершения переходных процессов в них.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время совпадает с временем преобразования. Как следствие, результат преобразования чрезвычайно сильно зависит от пульсаций входного напряжения. При наличии высокочастотных пульсаций среднее значение выходного кода нелинейно зависит от среднего значения входного напряжения. Это означает, что АЦП данного типа без устройства выборки-хранения пригодны для работы с постоянными или медленно изменяющимися напряжениями, которые за время преобразования изменяются не более, чем на значение кванта преобразования.

Таким образом, особенностью АЦП последовательного счета является небольшая частота дискретизации, достигающая нескольких кГц. Достоинством АЦП данного класса является сравнительная простота построения, определяемая последовательным характером выполнения процесса преобразования.

3.3.2. АЦП последовательного приближения

Преобразователь этого типа, называемый в литературе также АЦП с *поразрядным уравниванием*, является наиболее распространенным вариантом последовательных АЦП.

В основе работы этого класса преобразователей лежит принцип *дихотомии*, т.е. последовательного сравнения измеряемой величины с $\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8}$ и т.д. от возможного максимального значения ее. Это позволяет для N -разрядного АЦП последовательного приближения выполнить весь процесс преобразования за N последовательных шагов (итераций) вместо $2^N - 1$ при использовании последовательного счета и получить существенный выигрыш в быстродействии. Так, уже при $N = 10$ этот выигрыш достигает 100 раз и позволяет получить с помощью таких АЦП до $10^5 \dots 10^6$ преобразований в секунду. В то же время статическая погрешность этого типа преобразователей, определяемая в основном используемым в нем ЦАП, может быть очень малой, что позволяет реализовать разрешающую способность до 18 двоичных разрядов при частоте выборок до 200 кГц.

Рассмотрим принципы построения и работы АЦП последовательного приближения на примере классической структуры (рис. 3.4, а) 4-разрядного преобразователя, состоящего из трех основных узлов: компаратора, регистра последовательного приближения (РПП) и ЦАП.

После подачи команды «Пуск» с приходом первого тактового импульса РПП принудительно задает на вход ЦАП код, равный половине его шкалы (для 4-разрядного ЦАП это $1000_2 = 8_{10}$).

Благодаря этому напряжение на выходе ЦАП $U_{\text{ос}} = 2^3 h$ (рис. 3.4, б), где h – квант выходного напряжения ЦАП, соответствующий единице младшего разряда (ЕМР).

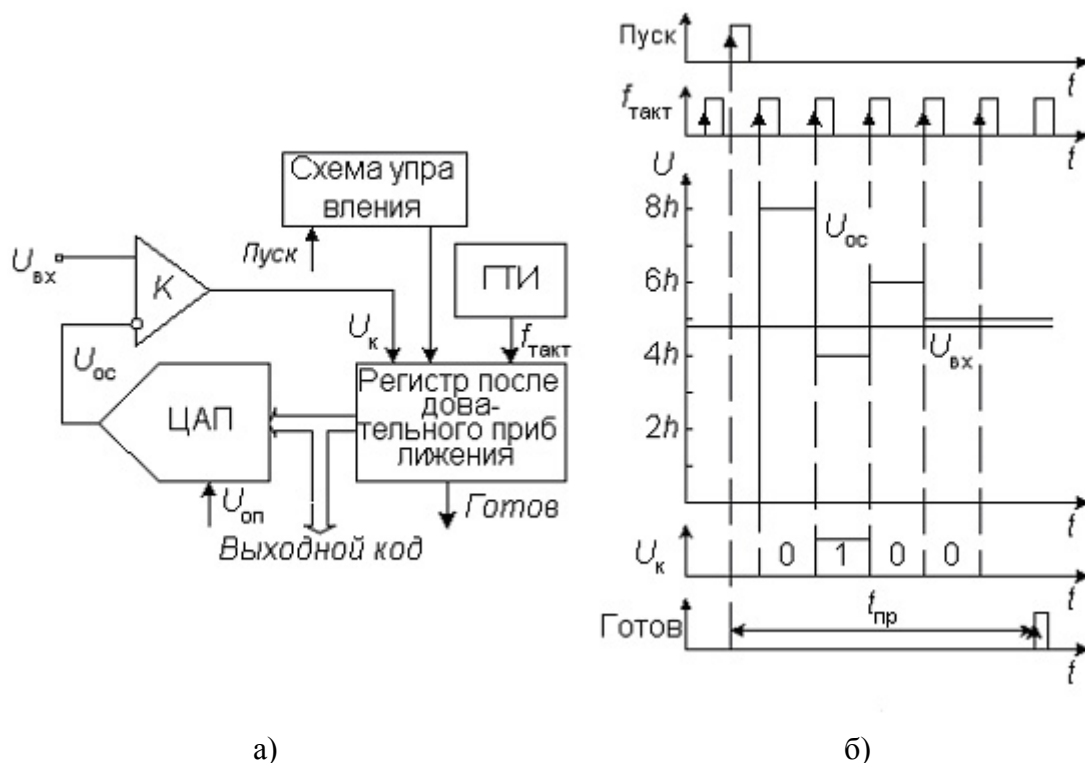


Рис. 3.4. АЦП последовательного приближения:
а) структурная схема; б) временные диаграммы.

Эта величина составляет половину возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение больше, чем эта величина, то на выходе компаратора устанавливается 1, если меньше, то 0. В этом последнем случае схема управления должна переключить старший разряд d_3 обратно в состояние нуля. Непосредственно вслед за этим остаток $U_{\text{вх}} - d_3 2^3 h$ таким же образом сравнивается с ближайшим младшим разрядом и т.д. После четырех подобных выравнивающих шагов в регистре последовательного приближения оказывается двоичное число, из которого после цифро-аналогового преобразования получается напряжение, соответствующее $U_{\text{вх}}$ с точностью до 1 ЕМР. Выходное число может быть считано с РПП в виде параллельного двоичного кода по N линиям. Кроме того, в процессе преобразования на выходе компаратора, как это видно из рисунка 3.4, б, формируется выходное число в виде последовательного кода старшими разрядами вперед.

Быстродействие АЦП данного типа определяется суммой времени установления $t_{\text{уст}}$ ЦАП до установившегося значения с погрешностью, не превышающей 0,5 ЕМР, времени переключения компаратора $t_{\text{к}}$ и задержки распространения сигнала в регистре последовательного приближения $t_{\text{з}}$. Сумма $t_{\text{к}} + t_{\text{з}}$ является величиной постоянной, а $t_{\text{уст}}$ уменьшается с уменьшением веса разряда. Следовательно, для определения младших разрядов может быть использована более высокая тактовая частота. При поразрядной вариации $f_{\text{такт}}$ возможно уменьшение времени преобразования $t_{\text{пр}}$ на 40%. Для этого в состав АЦП может быть включен контроллер.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время равно времени между началом и фактическим окончанием преобразования, которое так же, как и у АЦП последовательного счета, по сути зависит от входного сигнала, т.е. является переменным. Возникающие при этом апертурные погрешности носят также нелинейный характер. Поэтому для эффективного использования АЦП последовательного приближения, между его входом и источником преобразуемого сигнала следует включать УВХ. Большинство выпускаемых в настоящее время ИМС АЦП последовательного приближения имеет встроенные устройства выборки-хранения или, чаще, устройства слежения-хранения, управляемые сигналом запуска АЦП. Устройство слежения-хранения отличается тем, что постоянно находится в режиме выборки, переходя в режим хранения только на время преобразования сигнала.

Данный класс АЦП занимает промежуточное положение по быстродействию, стоимости и разрешающей способности между последовательно-параллельными и интегрирующими АЦП и находит широкое применение в системах управления, контроля и цифровой обработки сигналов.

3.4. Последовательно-параллельные АЦП

Последовательно-параллельные АЦП являются компромиссом между стремлением получить высокое быстродействие и желанием сделать это по возможности меньшей ценой.

Последовательно-параллельные АЦП занимают промежуточное положение по разрешающей способности и быстродействию между параллельными АЦП и АЦП последовательного приближения. Последовательно-параллельные АЦП подразделяют на многоступенчатые, многотактные и конвейерные.

3.4.1. Многоступенчатые АЦП

В многоступенчатом АЦП процесс преобразования входного сигнала разделен в пространстве. В качестве примера на [рисунке 3.5](#) представлена схема двухступенчатого 8-разрядного АЦП.

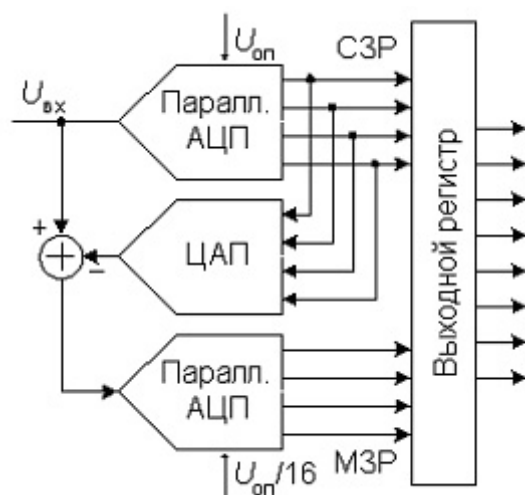


Рис. 3.5. Структурная схема двухступенчатого АЦП.

Верхний на схеме АЦП осуществляет грубое преобразование сигнала в четыре старших разряда выходного кода. Цифровые сигналы с выхода АЦП поступают на выходной регистр и одновременно на вход 4-разрядного быстродействующего ЦАП. Во многих ИМС многоступенчатых АЦП этот ЦАП выполнен по схеме суммирования токов на дифференциальных переключателях, но некоторые содержат ЦАП с суммированием напряжений. Остаток от вычитания выходного напряжения ЦАП из входного напряжения схемы поступает на вход АЦП2, опорное напряжение которого в 16 раз меньше, чем у АЦП1. Как следствие, квант АЦП2 в 16 раз

меньше кванта АЦП1. Этот остаток, преобразованный АЦП2 в цифровую форму, представляет собой четыре младших разряда выходного кода. Различие между АЦП1 и АЦП2 заключается прежде всего в требовании к точности: у АЦП1 точность должна быть такой же, как у 8-разрядного преобразователя, в то время как АЦП2 может иметь точность 4-разрядного.

Грубо приближенная и точная величины должны, естественно, соответствовать одному и тому же входному напряжению $U_{вх}(t_j)$. Из-за наличия задержки сигнала в первой ступени возникает, однако, временное запаздывание. Поэтому при использовании этого способа входное напряжение необходимо поддерживать постоянным с помощью устройства выборки-хранения до тех пор, пока не будет получено все число.

Многотактные АЦП

Рассмотрим пример 8-разрядного последовательно-параллельного АЦП, относящегося к типу многотактных (рис. 3.6). Здесь процесс преобразования разделен во времени.

Преобразователь состоит из 4-разрядного параллельного АЦП, квант h которого определяется величиной опорного напряжения, 4-разрядного ЦАП и устройства управления. Если максимальный входной сигнал равен 2,56 В, то в первом такте преобразователь работает с шагом квантования $h_1 = 0,16В$. В это время входной код ЦАП равен нулю. Устройство управления пересылает полученное от АЦП в первом такте слово в четыре старших разряда выходного регистра, подает это слово на вход ЦАП и уменьшает в 16 раз опорное напряжение АЦП. Таким образом, во втором такте шаг квантования $h_2 = 0,01В$ и остаток, образовавшийся при вычитании из входного напряжения схемы выходного напряжения ЦАП, будет преобразован в младшие четыре бита выходного слова.

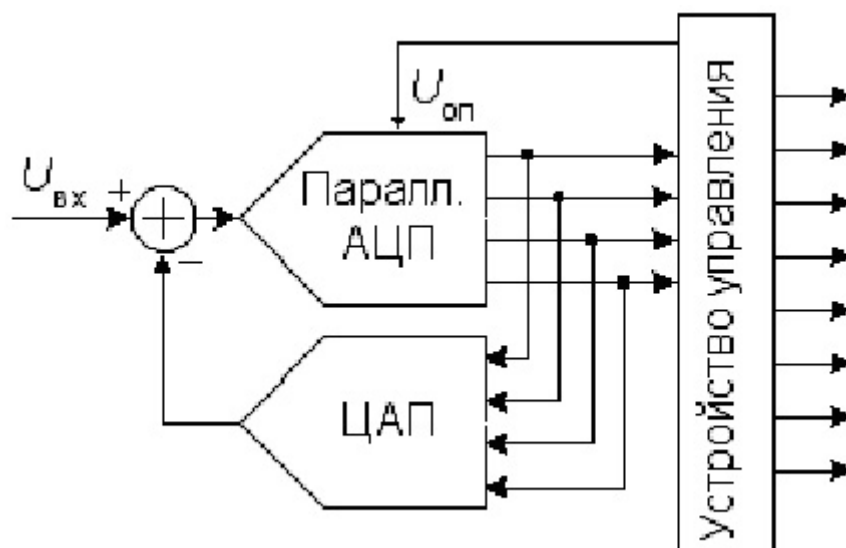


Рис. 3.6. Структурная схема двухтактного АЦП.

Очевидно, что используемые в этой схеме 4-разрядные АЦП и ЦАП должны обладать 8-разрядной точностью, в противном случае возможен пропуск кодов, т.е. при монотонном нарастании входного напряжения выходной код АЦП не будет принимать некоторые значения из своей шкалы. Так же, как и в предыдущем преобразователе, входное напряжение многотактного АЦП во время преобразования должно быть неизменным, для чего между его входом и источником входного сигнала следует включить устройство выборки-хранения.

Быстродействие рассмотренного многотактного АЦП определяется полным временем преобразования 4-разрядного АЦП, временем срабатывания цифровых схем управления, временем установления ЦАП с погрешностью, не превышающей 0,2...0,3 кванта 8-разрядного АЦП, причем время преобразования АЦП входит в общее время преобразования дважды. В результате при прочих равных условиях преобразователь такого типа оказывается медленнее двухступенчатого преобразователя, рассмотренного выше. Однако он проще и дешевле. По быстродействию многотактные АЦП занимают промежуточное положение между многоступенчатыми АЦП и АЦП последовательного приближения.

Конвейерные АЦП

Быстродействие многоступенчатого АЦП можно повысить, применив конвейерный принцип многоступенчатой обработки входного сигнала. В обыкновенном многоступенчатом АЦП (рис. 3.5) вначале происходит формирование старших разрядов выходного слова преобразователем АЦП1, а затем идет период установления выходного сигнала ЦАП. На этом интервале АЦП2 простаивает. На втором этапе во время преобразования остатка преобразователем АЦП2 простаивает АЦП1. Введя элементы задержки аналогового и цифрового сигналов между ступенями преобразователя, получим конвейерный АЦП, схема 8-разрядного варианта которого приведена на рисунке 3.7.

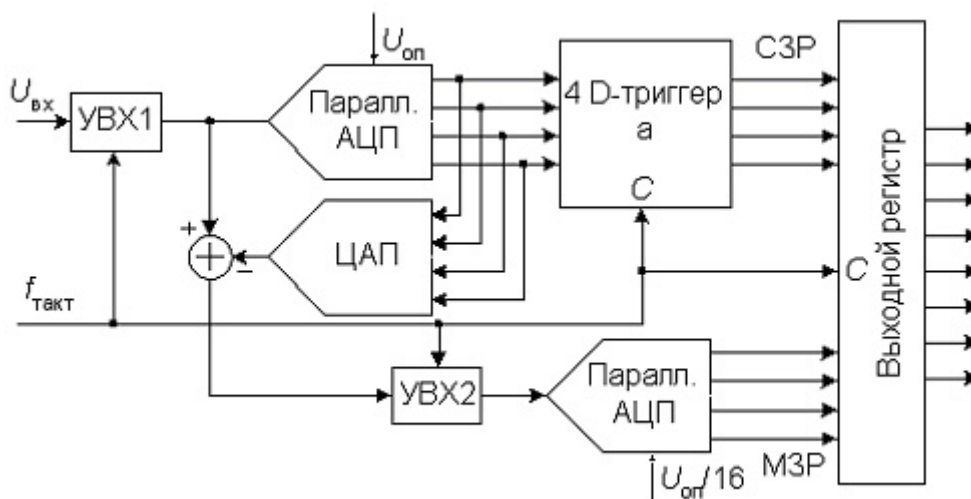


Рис. 3.7. Структурная схема конвейерного АЦП.

Роль аналогового элемента задержки выполняет устройство выборки-хранения УВХ2, а цифрового – четыре D-триггера. Триггеры задерживают передачу старшего полубайта в выходной регистр на один период тактового сигнала CLK.

Сигналы выборки, формируемые из тактового сигнала, поступают на УВХ1 и УВХ2 в разные моменты времени (рис. 3.8). УВХ2 переводится в режим хранения позже, чем УВХ1 на время, равное суммарной задержке распространения сигнала по АЦП1 и ЦАП. Задний фронт тактового сигнала управляет записью кодов в D-триггеры и выходной регистр. Полная обработка входного сигнала занимает около двух периодов CLK, но частота появления новых значений выходного кода равна частоте тактового сигнала.

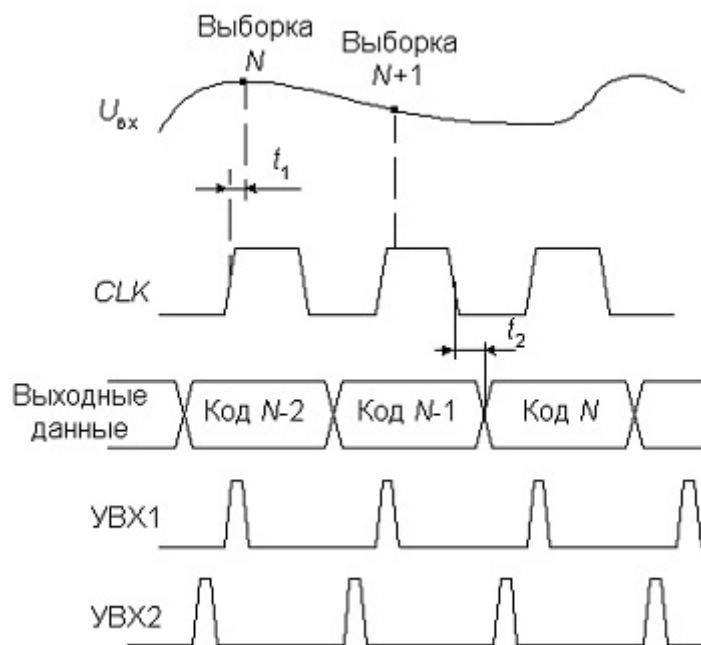


Рис. 3.8. Временные диаграммы работы конвейерного АЦП.

Таким образом, конвейерная архитектура позволяет существенно (в несколько раз) повысить максимальную частоту выборок многоступенчатого АЦП. То, что при этом сохраняется суммарная задержка прохождения сигнала, соответствующая обычному многоступенчатому АЦП с равным числом ступеней, не имеет существенного значения, так как время последующей цифровой обработки этих сигналов все равно многократно превосходит эту задержку. За счет этого можно без проигрыша в быстродействии увеличить число ступеней АЦП, понизив разрядность каждой ступени. В свою очередь, увеличение числа ступеней преобразования уменьшает сложность АЦП. Действительно, например, для построения 12-разрядного АЦП из четырех 3-разрядных необходимо 28 компараторов, тогда как его реализация из двух 6-разрядных потребует 126 компараторов. Конвейерную архитектуру имеет большое количество выпускаемых в настоящее время многоступенчатых АЦП.

3.5. Интегрирующие АЦП

Недостатком рассмотренных выше последовательных АЦП является низкая помехоустойчивость результатов преобразования. Действительно, выборка мгновенного значения входного напряжения, обычно включает слагаемое в виде мгновенного значения помехи. Впоследствии при цифровой обработке последовательности выборок эта составляющая может быть подавлена, однако на это требуется время и вычислительные ресурсы. В АЦП, рассмотренных ниже, входной сигнал интегрируется либо непрерывно, либо на определенном временном интервале, длительность которого обычно выбирается кратной периоду помехи. Это позволяет во многих случаях подавить помеху еще на этапе преобразования. Платой за это является пониженное быстродействие интегрирующих АЦП.

3.5.1. АЦП многотактного интегрирования

Упрощенная схема АЦП, работающего в два основных такта (АЦП двухтактного интегрирования), приведена на [рисунке 3.9](#).

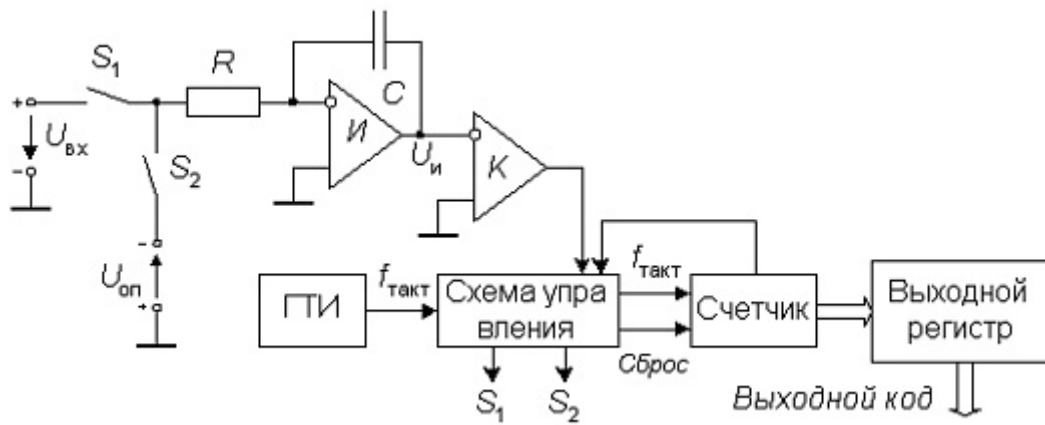


Рис. 3.9. Упрощенная схема АЦП двухтактного интегрирования.

Преобразование проходит две стадии: стадию интегрирования и стадию счета. В начале первой стадии ключ S_1 замкнут, а ключ S_2 разомкнут. Интегратор И интегрирует входное напряжение $U_{вх}$. Время интегрирования входного напряжения t_1 постоянно; в качестве таймера используется счетчик. Стадия счета заканчивается, когда выходное напряжение интегратора переходит через нуль. При этом компаратор К переключается и счет останавливается.

Отличительной особенностью метода многотактного интегрирования является то, что ни тактовая частота, ни постоянная интегрирования RC не влияют на результат. Необходимо только потребовать, чтобы тактовая частота в течение времени $t_1 + t_2$ (рис. 3.10) оставалась постоянной.

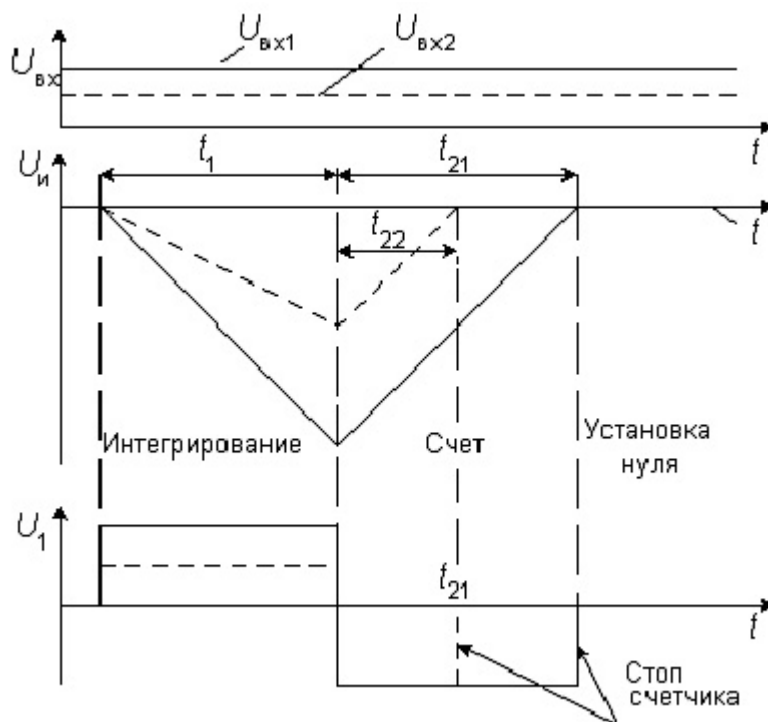


Рис. 3.10. Временная диаграмма работы АЦП двухтактного интегрирования.

Это можно обеспечить при использовании простого тактового генератора, поскольку существенные временные или температурные дрейфы частоты происходят за время несопоставимо большее, чем время преобразования.

3.5.2. Сигма-дельта АЦП

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков. Во-первых, нелинейность переходной статической характеристики операционного усилителя, на котором выполняют интегратор, заметным образом сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения. Для уменьшения влияния этого фактора АЦП изготавливают многотактными. Во-вторых, недостатком этих АЦП является то обстоятельство, что интегрирование входного сигнала занимает в цикле преобразования только приблизительно третью часть. Две трети цикла преобразователь не принимает входной сигнал. Это ухудшает помехоподавляющие свойства интегрирующего АЦП. В-третьих, АЦП многотактного интегрирования должен быть снабжен довольно большим количеством внешних резисторов и конденсаторов с высококачественным диэлектриком, что значительно увеличивает место, занимаемое преобразователем на плате и, как следствие, усиливает влияние помех.

Эти недостатки во многом устранены в конструкции сигма-дельта АЦП (в ранней литературе эти преобразователи назывались АЦП с уравниванием или балансом зарядов). Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: сумматора (обозначение операции – «+») и интегратора (обозначение операции – «∫»). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а следовательно, увеличить разрешающую способность – это усреднение результатов измерения на большом интервале времени.

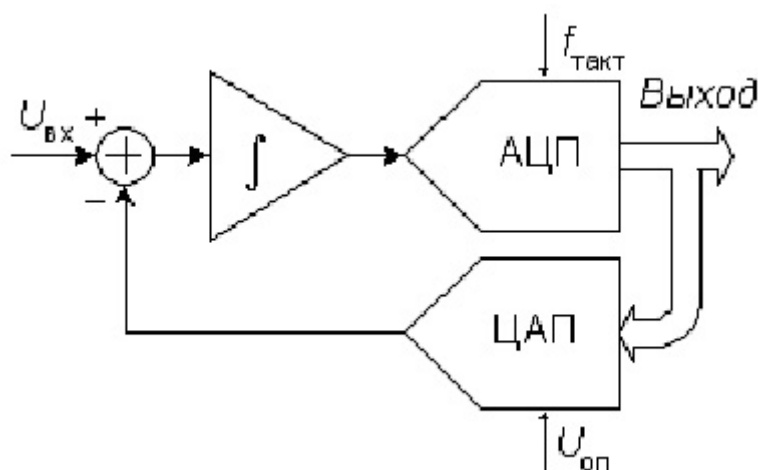


Рис. 3.11. Структурная схема сигма-дельта модулятора.

Основные узлы АЦП - это сигма-дельта модулятор и цифровой фильтр. Схема n -разрядного сигма-дельта модулятора первого порядка приведена на [рисунке 3.11](#). Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот.

Порядок модулятора определяется численностью интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта модуляторы N -го порядка содержат N сумматоров и N интеграторов и обеспечивают большее соотношение сигнал/шум при той же частоте отсчетов, чем модуляторы первого порядка.

Сравнение сигма-дельта АЦП с АЦП многотактного интегрирования показывает значительные преимущества первых. Прежде всего линейность характеристики преобразования сигма-дельта АЦП выше, чем у АЦП многотактного интегрирования равной стоимости. Это объясняется тем, что интегратор сигма-дельта АЦП работает в значительно более узком динамическом диапазоне, и

нелинейность переходной характеристики усилителя, на котором построен интегратор, сказывается значительно меньше. Емкость конденсатора интегратора у сигма-дельта АЦП значительно меньше (десятки пикофард), так что этот конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле ИМС. Как следствие, сигма-дельта АЦП практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень шумов. К тому же сигма-дельта АЦП начинает давать правильный результат через 3–4 отсчета после скачкообразного изменения входного сигнала, что при величине первой частоты режекции, равной 50 Гц, и 20-разрядном разрешении составляет 60–80 мс. В настоящее время ряд ведущих по аналого-цифровым ИМС фирм, такие как Analog Devices и Burr-Brown, прекратили производство АЦП многотактного интегрирования, полностью перейдя в области аналого-цифрового преобразования высокого разрешения на сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП высокого разрешения имеют развитую цифровую часть, включающую микроконтроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего процессора.

3.1. Общие сведения

[Аналого-цифровые преобразователи](#) (АЦП) являются устройствами, которые принимают входные аналоговые сигналы и генерируют соответствующие им цифровые сигналы, пригодные для обработки микропроцессорами и другими цифровыми устройствами.

Принципиально не исключена возможность непосредственного преобразования различных физических величин в цифровую форму, однако эту задачу удастся решить лишь в редких случаях из-за сложности таких преобразователей. Поэтому в настоящее время наиболее рациональным признается способ преобразования различных по физической природе величин сначала в функционально связанные с ними электрические, а затем уже с помощью преобразователей напряжение-код – в цифровые. Именно эти преобразователи имеют обычно в виду, когда говорят об АЦП.

Процедура аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов, которую реализуют с помощью АЦП, представляет собой преобразование непрерывной функции времени $U(t)$, описывающей исходный сигнал, в последовательность чисел $\{U'(t_j)\}$, $j = 0, 1, 2, \dots$, отнесенных к некоторым фиксированным моментам времени. Эту процедуру можно разделить на две самостоятельные операции. Первая из них называется дискретизацией и состоит в преобразовании непрерывной функции времени $U(t)$ в непрерывную последовательность $\{U(t_j)\}$, т.е. последовательность действительных чисел с бесконечной разрядностью. Вторая называется квантованием и состоит в преобразовании непрерывной последовательности в дискретную $\{U'(t_j)\}$, т.е. последовательность чисел с конечной разрядностью.

В основе дискретизации непрерывных сигналов лежит принципиальная возможность представления их в виде взвешенных сумм

$$U(t) = \sum_j a_j f_j(t) \quad (3.1)$$

где α_j – некоторые коэффициенты или отсчеты, характеризующие исходный сигнал в дискретные моменты времени; $f_j^d(t)$ – набор элементарных функций, используемых при восстановлении сигнала по его отсчетам.

Наиболее распространенной формой дискретизации является равномерная, в основе которой лежит теорема отсчетов. Согласно этой теореме в качестве коэффициентов α_j следует использовать мгновенные значения сигнала $U(t_j)$ в дискретные моменты времени $t_j = j\Delta t$, а период дискретизации выбрать из условия

$$\Delta t = \frac{1}{2F_m}$$

где F_m – максимальная частота спектра преобразуемого сигнала.

Для сигналов со строго ограниченным спектром это выражение является тождеством. Однако спектры реальных сигналов стремятся к нулю лишь асимптотически. Применение равномерной дискретизации к таким сигналам приводит к возникновению в системах обработки информации специфических высокочастотных искажений, обусловленных выборкой. Для уменьшения этих искажений необходимо либо увеличивать частоту дискретизации, либо использовать перед АЦП дополнительный фильтр нижних частот, ограничивающий спектр исходного сигнала перед его аналого-цифровым преобразованием.

В общем случае выбор частоты дискретизации будет зависеть также от используемого в (3.1) вида функции $f_j^d(t)$ и допустимого уровня погрешностей, возникающих при восстановлении исходного сигнала по его отсчетам. Все это следует принимать во внимание при выборе частоты дискретизации, которая определяет требуемое быстродействие АЦП. Часто этот параметр задают разработчику АЦП. Рассмотрим более подробно место АЦП при выполнении операции дискретизации.

Для достаточно узкополосных сигналов операцию дискретизации можно выполнять с помощью самих АЦП и совмещать таким образом с операцией квантования. Основной закономерностью такой дискретизации является то, что за счет конечного времени одного преобразования и неопределенности момента его окончания, зависящего в общем случае от параметров входного сигнала, не удастся получить однозначного соответствия между значениями отсчетов и моментами времени, к которым их следует отнести. В результате при работе с изменяющимися во времени сигналами возникают специфические погрешности, динамические по своей природе, для оценки которых вводят понятие *апертурной неопределенности*, характеризующейся обычно апертурным временем.

Апертурным временем t_a называют время, в течение которого сохраняется неопределенность между значением выборки и временем, к которому она относится. Эффект апертурной неопределенности проявляется либо как погрешность мгновенного значения сигнала при заданных моментах измерения, либо как погрешность момента времени, в который производится измерение при заданном мгновенном значении сигнала. При равномерной дискретизации следствием апертурной неопределенности является возникновение амплитудных погрешностей, которые называются апертурными и численно равны приращению сигнала в течение апертурного времени.

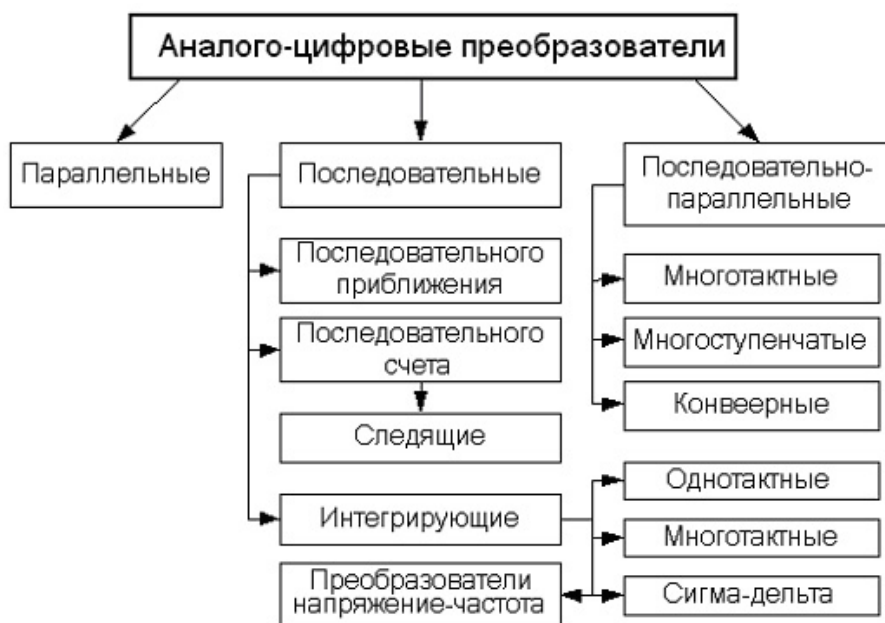


Рис. 3.1. Классификация АЦП.

В настоящее время известно большое число методов преобразования напряжение-код. Эти методы существенно отличаются друг от друга потенциальной точностью, скоростью преобразования и сложностью аппаратной реализации. На [рисунке 3.1](#) представлена классификация АЦП по методам преобразования.

В основу классификации АЦП положен признак, указывающий на то, как во времени разворачивается процесс преобразования аналоговой величины в цифровую. В основе преобразования выборочных значений сигнала в цифровые эквиваленты лежат операции квантования и кодирования. Они могут осуществляться с помощью либо последовательной, либо параллельной, либо последовательно-параллельной процедур приближения цифрового эквивалента к преобразуемой величине.

3.2. Параллельные АЦП

АЦП этого типа осуществляют квантование сигнала одновременно с помощью набора компараторов, включенных параллельно источнику входного сигнала. На [рисунке 3.2](#) показана реализация параллельного метода аналого-цифрового преобразования для 3-разрядного числа.

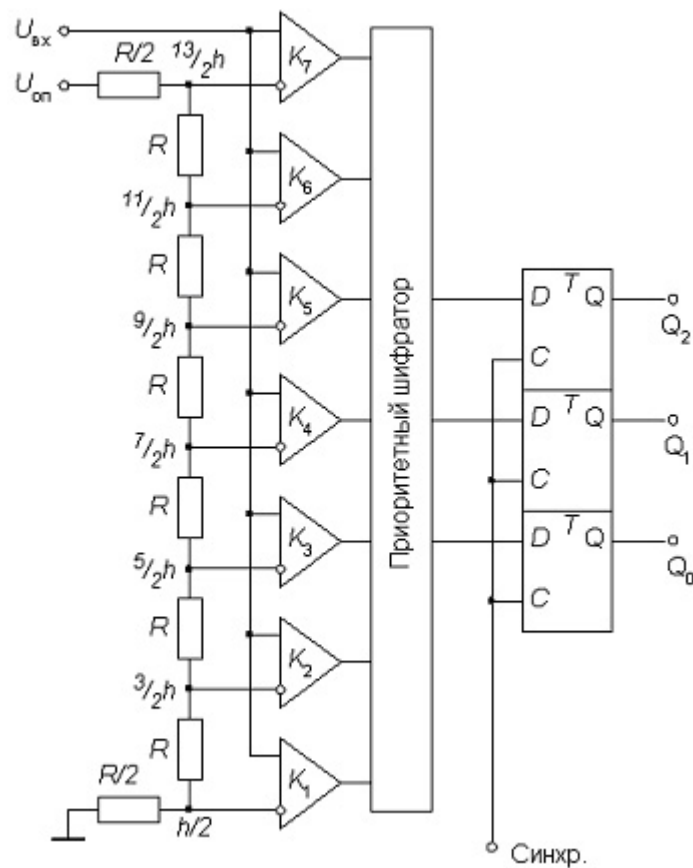


Рис. 3.2. Структурная схема параллельного АЦП.

С помощью трех двоичных разрядов можно представить восемь различных чисел, включая нуль. Необходимо, следовательно, семь компараторов. Семь соответствующих эквидистантных опорных напряжений образуются с помощью резистивного делителя.

Если приложенное входное напряжение не выходит за пределы диапазона от $\frac{5}{2}h$, до $\frac{7}{2}h$, где $h = \frac{U_{\text{отт}}}{7}$ – квант входного напряжения, соответствующий единице младшего разряда АЦП, то компараторы с 1-го по 3-й устанавливаются в состояние 1, а компараторы с 4-го по 7-й – в состояние 0. Преобразование этой группы кодов в трехзначное двоичное число выполняет логическое устройство, называемое приоритетным шифратором.

Подключение приоритетного шифратора непосредственно к выходу АЦП может привести к ошибочному результату при считывании выходного кода. Рассмотрим, например переход от трех к четырем или в двоичном коде от 011 к 100. Если старший разряд вследствие меньшего времени задержки изменит свое состояние раньше других разрядов, то временно на выходе возникнет число 111, т.е. семь. Величина ошибки в этом случае составит половину измеряемого диапазона.

Так как результаты аналого-цифрового преобразования записываются, как правило, в запоминающее устройство, существует вероятность получить полностью неверную величину. Решить эту проблему можно, например, с помощью устройства выборки-хранения (УВХ). Некоторые интегральные микросхемы (ИМС) параллельных АЦП, например MAX100, снабжаются сверхскоростными УВХ, имеющими время выборки порядка 0,1 нс.

Другой путь состоит в использовании кода Грея, характерной особенностью которого является изменение только одной кодовой позиции при переходе от одного кодового значения к другому. Наконец, в некоторых АЦП для снижения вероятности сбоев при параллельном аналого-цифровом

преобразовании используется двухтактный цикл, когда сначала состояния выходов компараторов фиксируются, а затем после установления состояния приоритетного шифратора подачей активного фронта на синхровход выходного регистра в него записывают выходное слово АЦП.

При увеличении входного сигнала компараторы устанавливаются в состояние 1 по очереди – снизу вверх. Такая очередность не гарантируется при быстром нарастании входного сигнала, так как из-за различия во временах задержки компараторы могут переключаться в другом порядке. Приоритетное кодирование позволяет избежать ошибки, возможной в этом случае, благодаря тому, что единицы в младших разрядах не принимаются во внимание приоритетным шифратором.

Благодаря одновременной работе компараторов параллельный АЦП является самым быстрым. Например, восьмиразрядный преобразователь типа MAX104 позволяет получить 109 отсчетов в секунду при времени задержки прохождения сигнала не более 1,2 нс. Недостатком этой схемы является высокая сложность. Действительно, N – разрядный параллельный АЦП содержит 2^{N-1} компараторов и 2^N согласованных резисторов. Следствием этого является высокая стоимость (сотни долларов США) и значительная потребляемая мощность. Тот же MAX104, например, потребляет около 4 Вт.

3.3. Последовательные АЦП

Последовательные АЦП разделяют на АЦП последовательного счета и АЦП последовательного приближения.

3.3.1. АЦП последовательного счета

Этот преобразователь является типичным примером последовательных АЦП с единичными приближениями и состоит из компаратора, счетчика и ЦАП (рис. 3.3). На один вход компаратора поступает входной сигнал, а на другой – сигнал обратной связи с ЦАП.

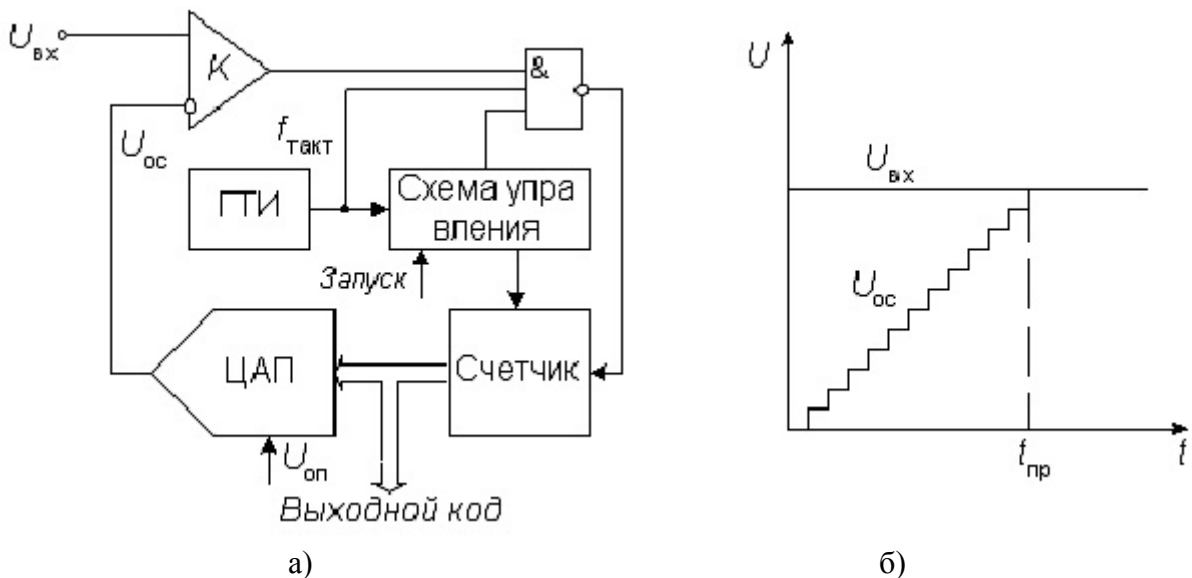


Рис. 3.3. Структурная схема параллельного АЦП.
а) структурная схема; б) временные диаграммы

Работа преобразователя начинается с прихода импульса запуска, который включает счетчик, суммирующий число импульсов, поступающих от генератора тактовых импульсов ГТИ. Выходной код счетчика подается на ЦАП, осуществляющий его преобразование в напряжение

обратной связи U_{∞} . Процесс преобразования продолжается до тех пор, пока напряжение обратной связи сравняется со входным напряжением и переключится компаратор, который своим выходным сигналом прекратит поступление тактовых импульсов на счетчик. Переход выхода компаратора из 1 в 0 означает завершение процесса преобразования. Выходной код, пропорциональный входному напряжению в момент окончания преобразования, считывается с выхода счетчика.

Время преобразования АЦП этого типа является переменным и определяется входным напряжением. Его максимальное значение соответствует максимальному входному напряжению и при разрядности двоичного счетчика N и частоте тактовых импульсов $f_{\text{такт}}$

$$t_{\text{тр. макс}} = \frac{2^N - 1}{f_{\text{такт}}} \quad (3.2)$$

Например, при $N = 10$ и $f_{\text{такт}} = 1 \text{ МГц}$ $t_{\text{тр. макс}} = 1024 \text{ мкс}$, что обеспечивает максимальную частоту выборок порядка 1 кГц .

Погрешность преобразования определяется суммарной статической погрешностью используемых ЦАП и компаратора. Частоту счетных импульсов необходимо выбирать с учетом завершения переходных процессов в них.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время совпадает с временем преобразования. Как следствие, результат преобразования чрезвычайно сильно зависит от пульсаций входного напряжения. При наличии высокочастотных пульсаций среднее значение выходного кода нелинейно зависит от среднего значения входного напряжения. Это означает, что АЦП данного типа без устройства выборки-хранения пригодны для работы с постоянными или медленно изменяющимися напряжениями, которые за время преобразования изменяются не более, чем на значение кванта преобразования.

Таким образом, особенностью АЦП последовательного счета является небольшая частота дискретизации, достигающая нескольких кГц. Достоинством АЦП данного класса является сравнительная простота построения, определяемая последовательным характером выполнения процесса преобразования.

3.3.2. АЦП последовательного приближения

Преобразователь этого типа, называемый в литературе также АЦП с *поразрядным уравниванием*, является наиболее распространенным вариантом последовательных АЦП.

В основе работы этого класса преобразователей лежит принцип *дихотомии*, т.е. последовательного сравнения измеряемой величины с $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$ и т.д. от возможного максимального значения ее. Это позволяет для N -разрядного АЦП последовательного приближения выполнить весь процесс преобразования за N последовательных шагов (итераций) вместо $2^N - 1$ при использовании последовательного счета и получить существенный выигрыш в быстродействии. Так, уже при $N = 10$ этот выигрыш достигает 100 раз и позволяет получить с помощью таких АЦП до $10^5 \dots 10^6$ преобразований в секунду. В то же время статическая погрешность этого типа преобразователей, определяемая в основном используемым в нем ЦАП, может быть очень малой, что позволяет реализовать разрешающую способность до 18 двоичных разрядов при частоте выборок до 200 кГц.

Рассмотрим принципы построения и работы АЦП последовательного приближения на примере классической структуры (рис. 3.4, а) 4-разрядного преобразователя, состоящего из трех основных узлов: компаратора, регистра последовательного приближения (РПП) и ЦАП.

После подачи команды «Пуск» с приходом первого тактового импульса РПП принудительно задает на вход ЦАП код, равный половине его шкалы (для 4-разрядного ЦАП это $1000_2 = 8_{10}$).

Благодаря этому напряжение на выходе ЦАП $U_{ос} = 2^3 h$ (рис. 3.4, б), где h – квант выходного напряжения ЦАП, соответствующий единице младшего разряда (ЕМР).

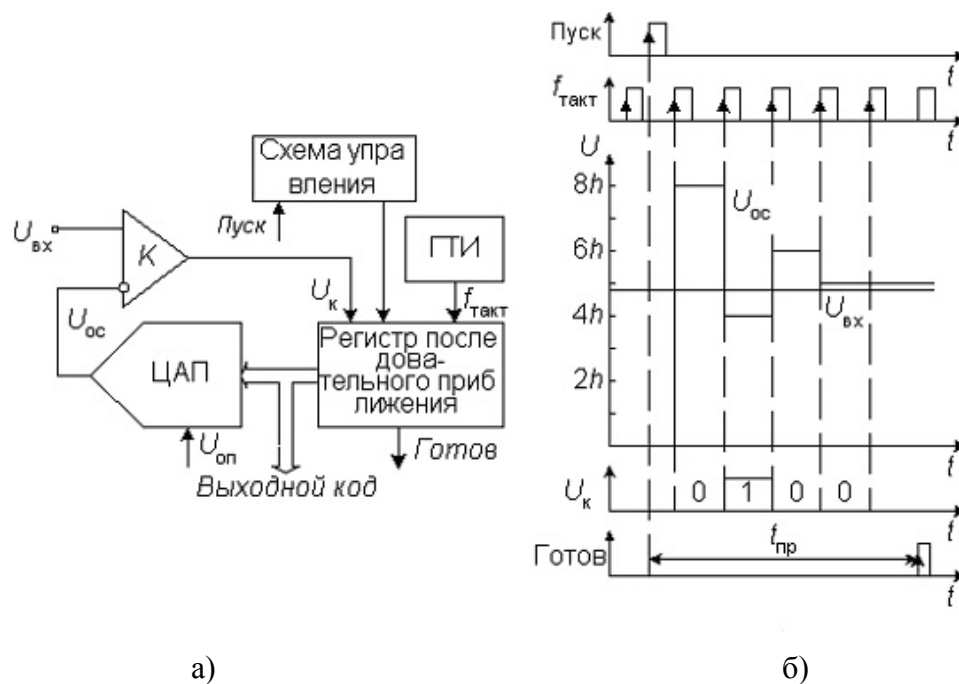


Рис. 3.4. АЦП последовательного приближения:
а) структурная схема; б) временные диаграммы.

Эта величина составляет половину возможного диапазона преобразуемых сигналов. Если входное напряжение больше, чем эта величина, то на выходе компаратора устанавливается 1, если меньше, то 0. В этом последнем случае схема управления должна переключить старший разряд d_3 обратно в состояние нуля. Непосредственно вслед за этим остаток $U_{вх} - d_3 2^3 h$ таким же образом сравнивается с ближайшим младшим разрядом и т.д. После четырех подобных выравнивающих шагов в регистре последовательного приближения оказывается двоичное число, из которого после цифро-аналогового преобразования получается напряжение, соответствующее $U_{вх}$ с точностью до 1 ЕМР. Выходное число может быть считано с РПП в виде параллельного двоичного кода по N линиям. Кроме того, в процессе преобразования на выходе компаратора, как это видно из рисунка 3.4, б, формируется выходное число в виде последовательного кода старшими разрядами вперед.

Быстродействие АЦП данного типа определяется суммой времени установления $t_{уст}$ ЦАП до установившегося значения с погрешностью, не превышающей 0,5 ЕМР, времени переключения компаратора t_k и задержки распространения сигнала в регистре последовательного приближения t_3 . Сумма $t_k + t_3$ является величиной постоянной, а $t_{уст}$ уменьшается с уменьшением веса разряда. Следовательно, для определения младших разрядов может быть использована более высокая

тактовая частота. При поразрядной вариации $f_{\text{такт}}$ возможно уменьшение времени преобразования $t_{\text{Ф}}$ на 40%. Для этого в состав АЦП может быть включен контроллер.

При работе без устройства выборки-хранения апертурное время равно времени между началом и фактическим окончанием преобразования, которое так же, как и у АЦП последовательного счета, по сути зависит от входного сигнала, т.е. является переменным. Возникающие при этом апертурные погрешности носят также нелинейный характер. Поэтому для эффективного использования АЦП последовательного приближения, между его входом и источником преобразуемого сигнала следует включать УВХ. Большинство выпускаемых в настоящее время ИМС АЦП последовательного приближения имеет встроенные устройства выборки-хранения или, чаще, устройства слежения-хранения, управляемые сигналом запуска АЦП. Устройство слежения-хранения отличается тем, что постоянно находится в режиме выборки, переходя в режим хранения только на время преобразования сигнала.

Данный класс АЦП занимает промежуточное положение по быстродействию, стоимости и разрешающей способности между последовательно-параллельными и интегрирующими АЦП и находит широкое применение в системах управления, контроля и цифровой обработки сигналов.

3.4. Последовательно-параллельные АЦП

Последовательно-параллельные АЦП являются компромиссом между стремлением получить высокое быстродействие и желанием сделать это по возможности меньшей ценой. Последовательно-параллельные АЦП занимают промежуточное положение по разрешающей способности и быстродействию между параллельными АЦП и АЦП последовательного приближения. Последовательно-параллельные АЦП подразделяют на многоступенчатые, многотактные и конвейерные.

3.4.1. Многоступенчатые АЦП

В многоступенчатом АЦП процесс преобразования входного сигнала разделен в пространстве. В качестве примера на [рисунке 3.5](#) представлена схема двухступенчатого 8-разрядного АЦП.

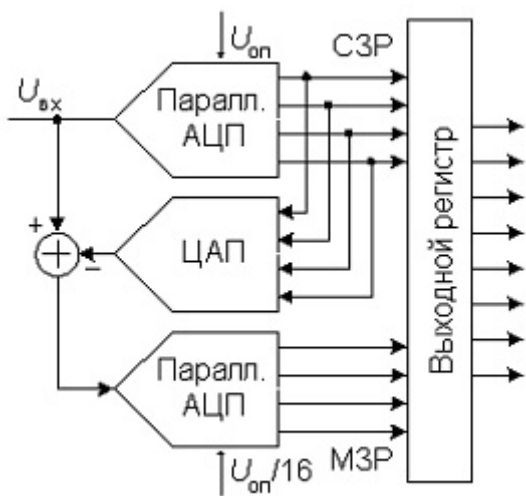


Рис. 3.5. Структурная схема двухступенчатого АЦП.

Верхний на схеме АЦП осуществляет грубое преобразование сигнала в четыре старших разряда выходного кода. Цифровые сигналы с выхода АЦП поступают на выходной регистр и одновременно на вход 4-разрядного быстродействующего ЦАП. Во многих ИМС

многоступенчатых АЦП этот ЦАП выполнен по схеме суммирования токов на дифференциальных переключателях, но некоторые содержат ЦАП с суммированием напряжений. Остаток от вычитания выходного напряжения ЦАП из входного напряжения схемы поступает на вход АЦП2, опорное напряжение которого в 16 раз меньше, чем у АЦП1. Как следствие, квант АЦП2 в 16 раз меньше кванта АЦП1. Этот остаток, преобразованный АЦП2 в цифровую форму, представляет собой четыре младших разряда выходного кода. Различие между АЦП1 и АЦП2 заключается прежде всего в требовании к точности: у АЦП1 точность должна быть такой же, как у 8-разрядного преобразователя, в то время как АЦП2 может иметь точность 4-разрядного.

Грубо приближенная и точная величины должны, естественно, соответствовать одному и тому же входному напряжению $U_{вх}(t_j)$. Из-за наличия задержки сигнала в первой ступени возникает, однако, временное запаздывание. Поэтому при использовании этого способа входное напряжение необходимо поддерживать постоянным с помощью устройства выборки-хранения до тех пор, пока не будет получено все число.

Многотактные АЦП

Рассмотрим пример 8-разрядного последовательно-параллельного АЦП, относящегося к типу многотактных (рис. 3.6). Здесь процесс преобразования разделен во времени.

Преобразователь состоит из 4-разрядного параллельного АЦП, квант h которого определяется величиной опорного напряжения, 4-разрядного ЦАП и устройства управления. Если максимальный входной сигнал равен 2,56 В, то в первом такте преобразователь работает с шагом квантования $h_1 = 0,16В$. В это время входной код ЦАП равен нулю. Устройство управления пересылает полученное от АЦП в первом такте слово в четыре старших разряда выходного регистра, подает это слово на вход ЦАП и уменьшает в 16 раз опорное напряжение АЦП. Таким образом, во втором такте шаг квантования $h_2 = 0,01В$ и остаток, образовавшийся при вычитании из входного напряжения схемы выходного напряжения ЦАП, будет преобразован в младшие четыре бита выходного слова.

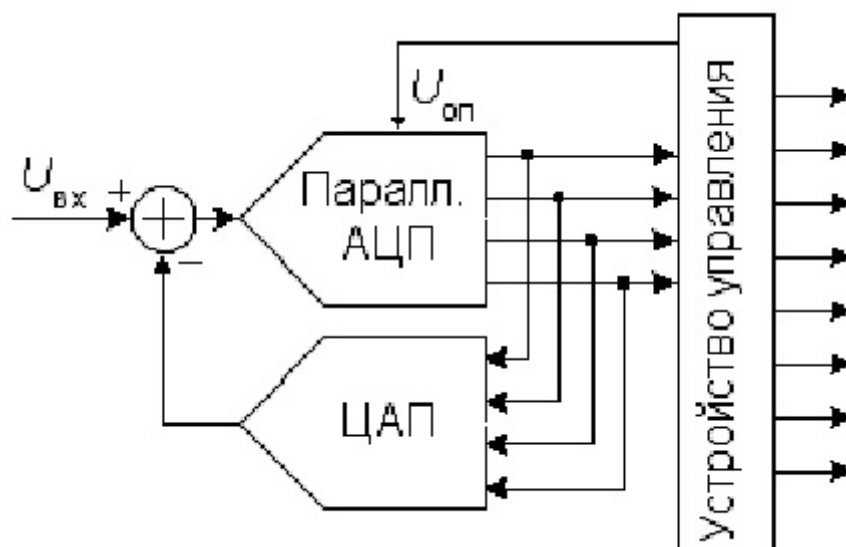


Рис. 3.6. Структурная схема двухтактного АЦП.

Очевидно, что используемые в этой схеме 4-разрядные АЦП и ЦАП должны обладать 8-разрядной точностью, в противном случае возможен пропуск кодов, т.е. при монотонном нарастании входного напряжения выходной код АЦП не будет принимать некоторые значения из своей

шкалы. Так же, как и в предыдущем преобразователе, входное напряжение многотактного АЦП во время преобразования должно быть неизменным, для чего между его входом и источником входного сигнала следует включить устройство выборки-хранения.

Быстродействие рассмотренного многотактного АЦП определяется полным временем преобразования 4-разрядного АЦП, временем срабатывания цифровых схем управления, временем установления ЦАП с погрешностью, не превышающей 0,2...0,3 кванта 8-разрядного АЦП, причем время преобразования АЦП входит в общее время преобразования дважды. В результате при прочих равных условиях преобразователь такого типа оказывается медленнее двухступенчатого преобразователя, рассмотренного выше. Однако он проще и дешевле. По быстродействию многотактные АЦП занимают промежуточное положение между многоступенчатыми АЦП и АЦП последовательного приближения.

Конвейерные АЦП

Быстродействие многоступенчатого АЦП можно повысить, применив конвейерный принцип многоступенчатой обработки входного сигнала. В обыкновенном многоступенчатом АЦП (рис. 3.5) вначале происходит формирование старших разрядов выходного слова преобразователем АЦП1, а затем идет период установления выходного сигнала ЦАП. На этом интервале АЦП2 простаивает. На втором этапе во время преобразования остатка преобразователем АЦП2 простаивает АЦП1. Введя элементы задержки аналогового и цифрового сигналов между ступенями преобразователя, получим конвейерный АЦП, схема 8-разрядного варианта которого приведена на рисунке 3.7.

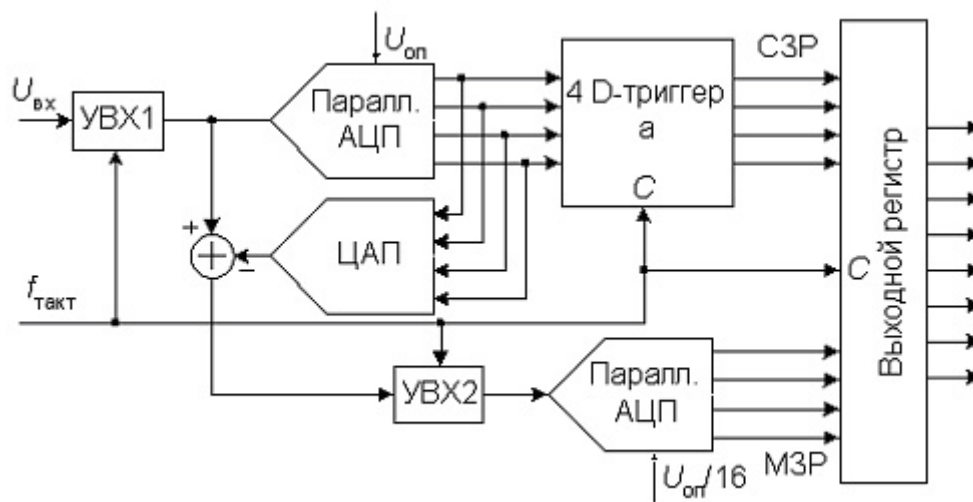


Рис. 3.7. Структурная схема конвейерного АЦП.

Роль аналогового элемента задержки выполняет устройство выборки-хранения УВХ2, а цифрового – четыре D-триггера. Триггеры задерживают передачу старшего полубайта в выходной регистр на один период тактового сигнала CLK.

Сигналы выборки, формируемые из тактового сигнала, поступают на УВХ1 и УВХ2 в разные моменты времени (рис. 3.8). УВХ2 переводится в режим хранения позже, чем УВХ1 на время, равное суммарной задержке распространения сигнала по АЦП1 и ЦАП. Задний фронт тактового сигнала управляет записью кодов в D-триггеры и выходной регистр. Полная обработка входного сигнала занимает около двух периодов CLK, но частота появления новых значений выходного кода равна частоте тактового сигнала.

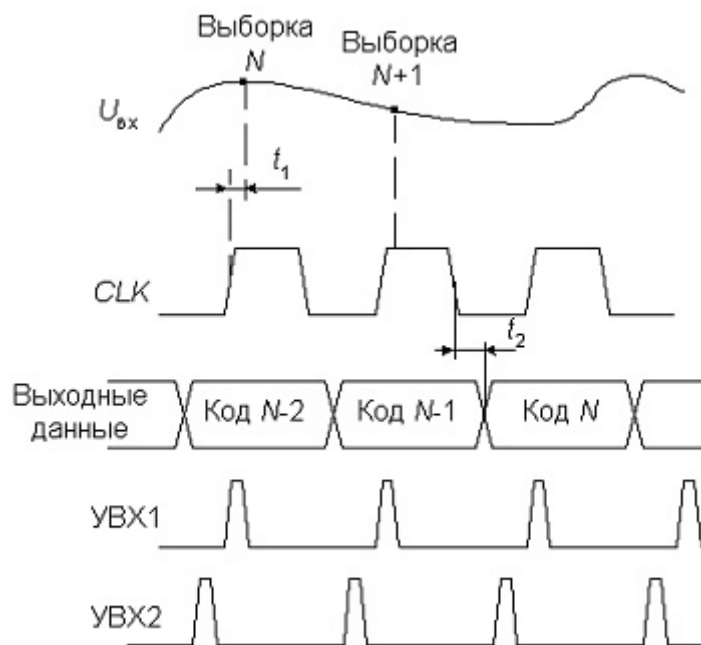


Рис. 3.8. Временные диаграммы работы конвейерного АЦП.

Таким образом, конвейерная архитектура позволяет существенно (в несколько раз) повысить максимальную частоту выборок многоступенчатого АЦП. То, что при этом сохраняется суммарная задержка прохождения сигнала, соответствующая обычному многоступенчатому АЦП с равным числом ступеней, не имеет существенного значения, так как время последующей цифровой обработки этих сигналов все равно многократно превосходит эту задержку. За счет этого можно без проигрыша в быстродействии увеличить число ступеней АЦП, понизив разрядность каждой ступени. В свою очередь, увеличение числа ступеней преобразования уменьшает сложность АЦП. Действительно, например, для построения 12-разрядного АЦП из четырех 3-разрядных необходимо 28 компараторов, тогда как его реализация из двух 6-разрядных потребует 126 компараторов. Конвейерную архитектуру имеет большое количество выпускаемых в настоящее время многоступенчатых АЦП.

3.5. Интегрирующие АЦП

Недостатком рассмотренных выше последовательных АЦП является низкая помехоустойчивость результатов преобразования. Действительно, выборка мгновенного значения входного напряжения, обычно включает слагаемое в виде мгновенного значения помехи. Впоследствии при цифровой обработке последовательности выборок эта составляющая может быть подавлена, однако на это требуется время и вычислительные ресурсы. В АЦП, рассмотренных ниже, входной сигнал интегрируется либо непрерывно, либо на определенном временном интервале, длительность которого обычно выбирается кратной периоду помехи. Это позволяет во многих случаях подавить помеху еще на этапе преобразования. Платой за это является пониженное быстродействие интегрирующих АЦП.

3.5.1. АЦП многотактного интегрирования

Упрощенная схема АЦП, работающего в два основных такта (АЦП двухтактного интегрирования), приведена на [рисунке 3.9](#).

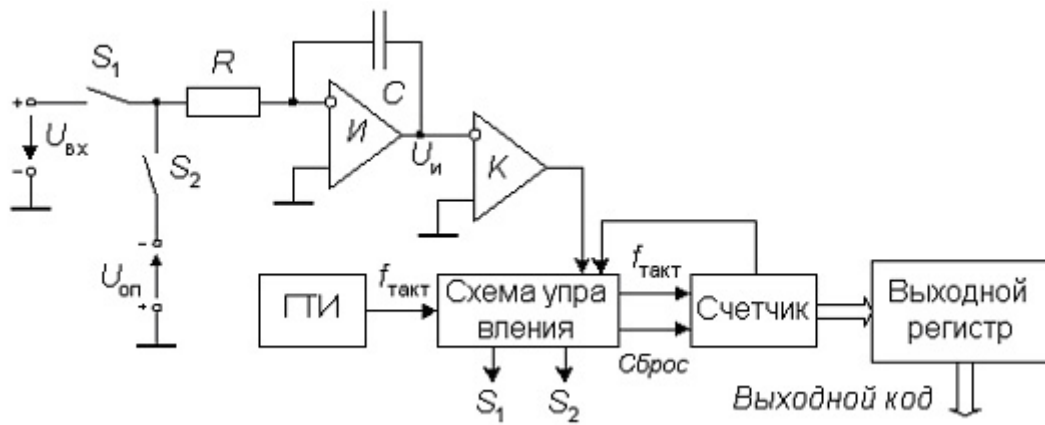


Рис. 3.9. Упрощенная схема АЦП двухтактного интегрирования.

Преобразование проходит две стадии: стадию интегрирования и стадию счета. В начале первой стадии ключ S_1 замкнут, а ключ S_2 разомкнут. Интегратор И интегрирует входное напряжение $U_{вх}$. Время интегрирования входного напряжения t_1 постоянно; в качестве таймера используется счетчик. Стадия счета заканчивается, когда выходное напряжение интегратора переходит через нуль. При этом компаратор К переключается и счет останавливается.

Отличительной особенностью метода многотактного интегрирования является то, что ни тактовая частота, ни постоянная интегрирования RC не влияют на результат. Необходимо только потребовать, чтобы тактовая частота в течение времени $t_1 + t_2$ (рис. 3.10) оставалась постоянной.

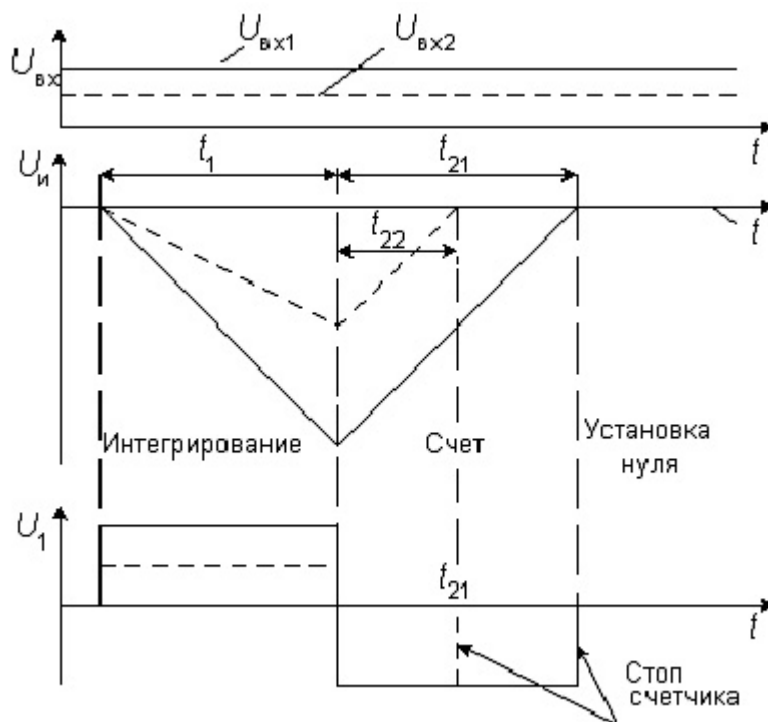


Рис. 3.10. Временная диаграмма работы АЦП двухтактного интегрирования.

Это можно обеспечить при использовании простого тактового генератора, поскольку существенные временные или температурные дрейфы частоты происходят за время несопоставимо большее, чем время преобразования.

3.5.2. Сигма-дельта АЦП

АЦП многотактного интегрирования имеют ряд недостатков. Во-первых, нелинейность переходной статической характеристики операционного усилителя, на котором выполняют интегратор, заметным образом сказывается на интегральной нелинейности характеристики преобразования АЦП высокого разрешения. Для уменьшения влияния этого фактора АЦП изготавливают многотактными. Во-вторых, недостатком этих АЦП является то обстоятельство, что интегрирование входного сигнала занимает в цикле преобразования только приблизительно третью часть. Две трети цикла преобразователь не принимает входной сигнал. Это ухудшает помехоподавляющие свойства интегрирующего АЦП. В-третьих, АЦП многотактного интегрирования должен быть снабжен довольно большим количеством внешних резисторов и конденсаторов с высококачественным диэлектриком, что значительно увеличивает место, занимаемое преобразователем на плате и, как следствие, усиливает влияние помех.

Эти недостатки во многом устранены в конструкции сигма-дельта АЦП (в ранней литературе эти преобразователи назывались АЦП с уравниванием или балансом зарядов). Своим названием эти преобразователи обязаны наличием в них двух блоков: сумматора (обозначение операции – «+») и интегратора (обозначение операции – «∫»). Один из принципов, заложенных в такого рода преобразователях, позволяющий уменьшить погрешность, вносимую шумами, а следовательно, увеличить разрешающую способность – это усреднение результатов измерения на большом интервале времени.

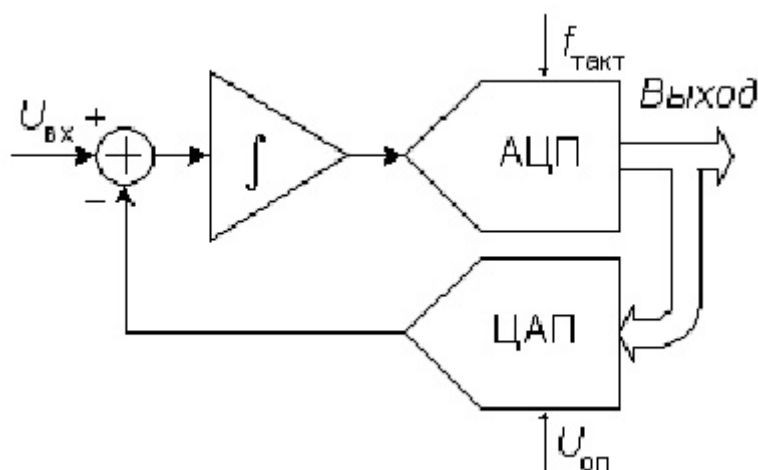


Рис. 3.11. Структурная схема сигма-дельта модулятора.

Основные узлы АЦП - это сигма-дельта модулятор и цифровой фильтр. Схема n -разрядного сигма-дельта модулятора первого порядка приведена на [рисунке 3.11](#). Работа этой схемы основана на вычитании из входного сигнала $U_{\text{вх}}(t)$ величины сигнала на выходе ЦАП, полученной на предыдущем такте работы схемы. Полученная разность интегрируется, а затем преобразуется в код параллельным АЦП невысокой разрядности. Последовательность кодов поступает на цифровой фильтр нижних частот.

Порядок модулятора определяется численностью интеграторов и сумматоров в его схеме. Сигма-дельта модуляторы N -го порядка содержат N сумматоров и N интеграторов и обеспечивают большее соотношение сигнал/шум при той же частоте отсчетов, чем модуляторы первого порядка.

Сравнение сигма-дельта АЦП с АЦП многотактного интегрирования показывает значительные преимущества первых. Прежде всего линейность характеристики преобразования сигма-дельта АЦП выше, чем у АЦП многотактного интегрирования равной стоимости. Это объясняется тем, что интегратор сигма-дельта АЦП работает в значительно более узком динамическом диапазоне, и

нелинейность переходной характеристики усилителя, на котором построен интегратор, сказывается значительно меньше. Емкость конденсатора интегратора у сигма-дельта АЦП значительно меньше (десятки пикофарад), так что этот конденсатор может быть изготовлен прямо на кристалле ИМС. Как следствие, сигма-дельта АЦП практически не имеет внешних элементов, что существенно сокращает площадь, занимаемую им на плате, и снижает уровень шумов. К тому же сигма-дельта АЦП начинает давать правильный результат через 3–4 отсчета после скачкообразного изменения входного сигнала, что при величине первой частоты режекции, равной 50 Гц, и 20-разрядном разрешении составляет 60–80 мс. В настоящее время ряд ведущих по аналого-цифровым ИМС фирм, такие как Analog Devices и Burr-Brown, прекратили производство АЦП многотактного интегрирования, полностью перейдя в области аналого-цифрового преобразования высокого разрешения на сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП высокого разрешения имеют развитую цифровую часть, включающую микроконтроллер. Это позволяет реализовать режимы автоматической установки нуля и самокалибровки полной шкалы, хранить калибровочные коэффициенты и передавать их по запросу внешнего процессора.

Вопросы по теме: «Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)».

1. Перечислите основные типы АЦП.
2. Назовите основные параметры АЦП.
3. Какова идеология аналого-цифрового преобразования?
4. Принцип действия последовательных АЦП.
5. Принцип действия параллельных АЦП.
6. Принцип действия интегрирующих АЦП.
7. Принцип действия сигма-дельта АЦП.

4. Цифро-аналоговые преобразователи

4.1. Общие сведения

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) предназначен для преобразования числа, определенного, как правило, в виде двоичного кода, в напряжение или ток, пропорциональные значению цифрового кода. Схемотехника цифро-аналоговых преобразователей весьма разнообразна. На [рисунке 4.1](#) представлена классификационная схема ЦАП по схемотехническим признакам. Кроме этого, ИМС цифро-аналоговых преобразователей классифицируются по следующим признакам:

- по виду выходного сигнала: с токовым выходом и выходом в виде напряжения;
- по типу цифрового интерфейса: с последовательным вводом и с параллельным вводом входного кода;
- по числу ЦАП на кристалле: одноканальные и многоканальные; по быстродействию: умеренного и высокого быстродействия.

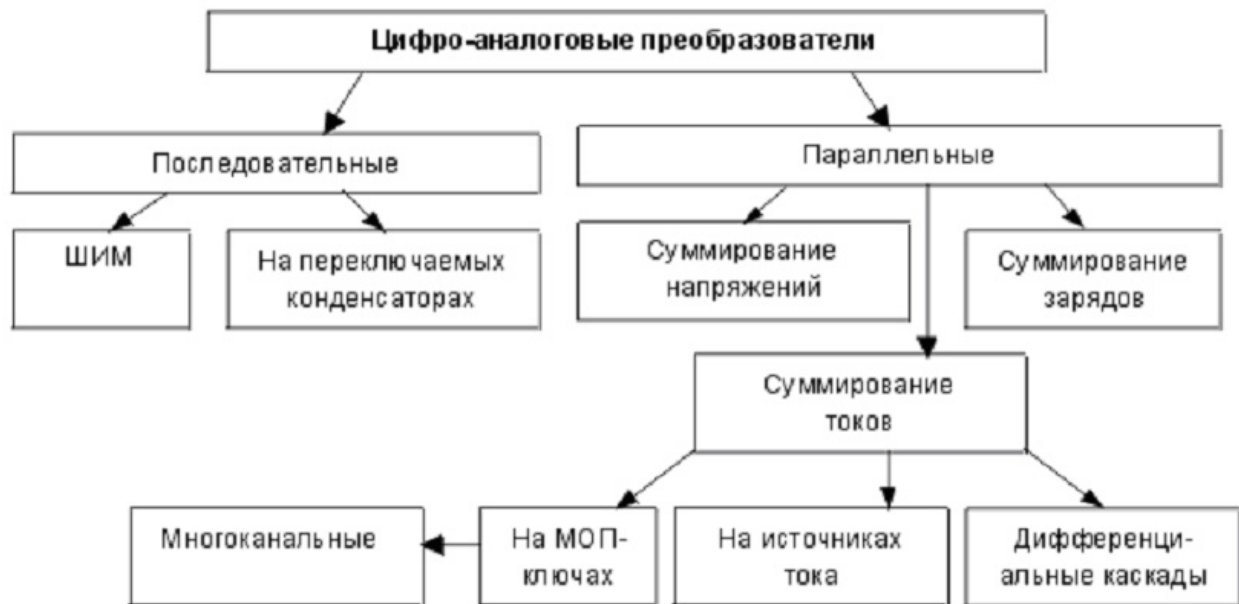


Рис. 4.1. Классификация ЦАП.

4.2. Параллельные ЦАП

4.2.1. ЦАП с суммированием весовых токов

Большинство схем параллельных ЦАП основано на суммировании токов, сила каждого из которых пропорциональна весу цифрового двоичного разряда, причем должны суммироваться только токи разрядов, значения которых равны 1. Пусть, например, требуется преобразовать двоичный четырехразрядный код в аналоговый сигнал тока. У четвертого, старшего значащего разряда (СЗР) вес будет равен $2^3 = 8$, у третьего разряда – $2^2 = 4$, у второго – $2^1 = 2$ и у младшего (МЗР) – $2^0 = 1$. Если вес МЗР $I_{\text{МЗР}} = 1\text{мА}$, то $I_{\text{СЗР}} = 8\text{мА}$, а максимальный выходной ток преобразователя $I_{\text{вых. макс.}} = 15\text{мА}$ и соответствует коду 1111_2 . Понятно, что коду 1001_2 , например, будет соответствовать ток $I_{\text{вых.}} = 9\text{мА}$ и т.д. Следовательно, требуется построить схему,

обеспечивающую генерацию и коммутацию по заданным законам точных весовых токов. Простейшая схема, реализующая указанный принцип, приведена на [рисунке 4.2](#).

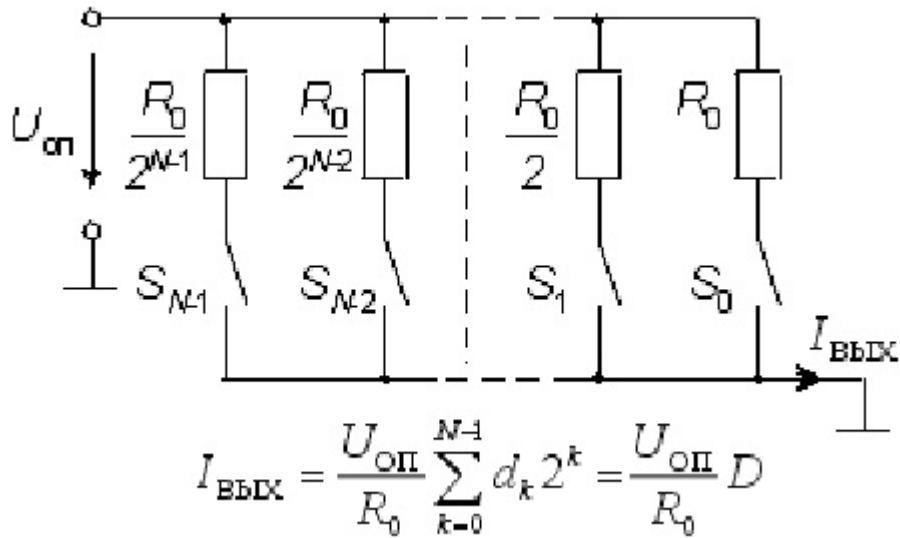


Рис. 4.2. ЦАП с суммированием весовых токов.

Сопротивления резисторов выбирают так, чтобы при замкнутых ключах через них протекал ток, соответствующий весу разряда. Ключ должен быть замкнут тогда, когда соответствующий ему бит входного слова равен единице. Выходной ток определяется соотношением, показанным на [рисунке 4.2](#).

При высокой разрядности ЦАП токозадающие резисторы должны быть согласованы с высокой точностью. Наиболее жесткие требования по точности предъявляются к резисторам старших разрядов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда. Поэтому разброс сопротивления в k -м разряде должен быть меньше, чем

$$\frac{dR}{R} = 2^{-k} \tag{4.1}$$

Из этого условия следует, что разброс сопротивления резистора, например, в четвертом разряде не должен превышать 3%, а в 10-м разряде – 0,05% и т.д.

Рассмотренная схема при всей ее простоте обладает целым букетом недостатков. Во-первых, при различных входных кодах ток, потребляемый от источника опорного напряжения (ИОН), будет различным, а это повлияет на величину выходного напряжения ИОН. Во-вторых, значения сопротивлений весовых резисторов могут различаться в тысячи раз, а это делает весьма затруднительной реализацию этих резисторов в полупроводниковых ИМС. Кроме того, сопротивление резисторов старших разрядов в многоразрядных ЦАП может быть соизмеримым с сопротивлением замкнутого ключа, а это приведет к погрешности преобразования. В-третьих, в этой схеме к разомкнутым ключам прикладывается значительное напряжение, что усложняет их построение.

4.2.2. ЦАП с матрицей постоянного импеданса (R2R)

Эти недостатки устранены в схеме ЦАП AD7520 (отечественный аналог 572ПА1), разработанном фирмой Analog Devices в 1973 году, которая в настоящее время является по существу

промышленным стандартом (по ней выполнены многие серийные модели ЦАП). Указанная схема представлена на [рисунке 4.3](#). В качестве ключей здесь используются МОП-транзисторы.

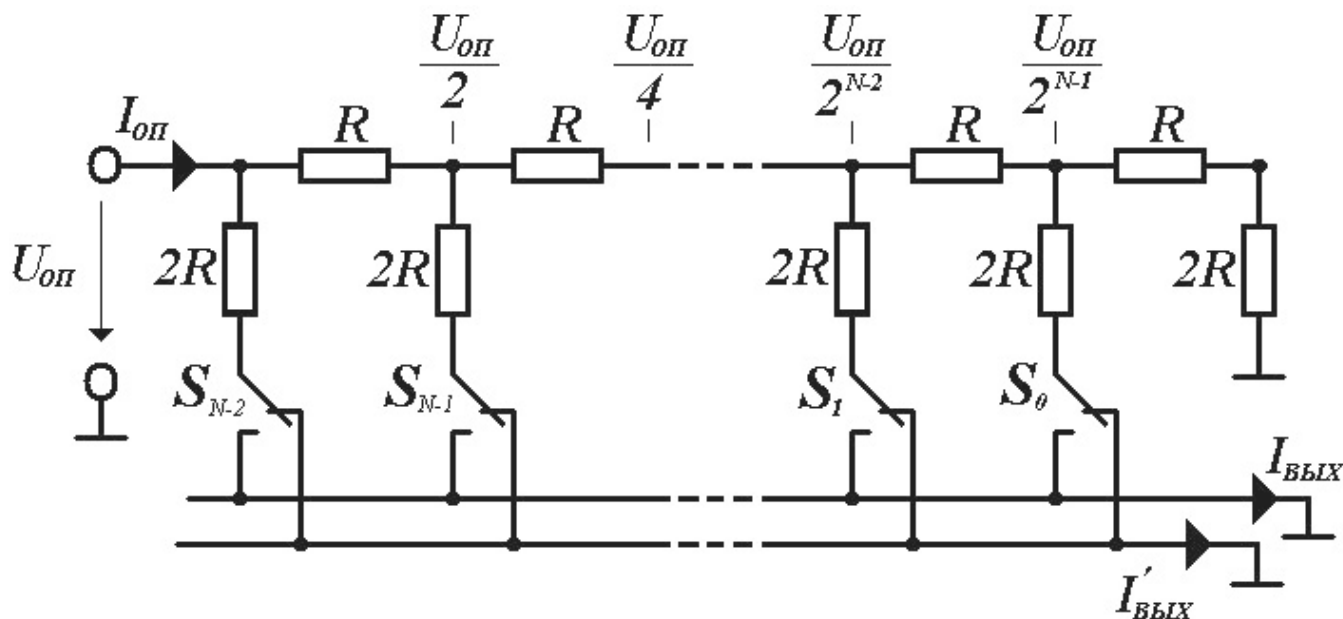


Рис. 4.3. ЦАП с матрицей постоянного импеданса (R2R).

В этой схеме задание весовых коэффициентов ступеней преобразователя осуществляют посредством последовательного деления опорного напряжения с помощью резистивной матрицы постоянного импеданса (R2R). Основным элементом такой матрицы представляет собой делитель напряжения, который должен удовлетворять следующему условию: если он нагружен на сопротивление $R_{\text{н}}$, то его входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ также должно принимать значение $R_{\text{н}}$.

$$a = \frac{U_1}{U_2}$$

Коэффициент ослабления цепи при этой нагрузке должен иметь заданное значение.

Поскольку нижние выводы резисторов $2R$ матрицы при любом состоянии переключателей S_k соединены с общей шиной схемы через низкое сопротивление замкнутых ключей, напряжения на ключах всегда небольшие, в пределах нескольких милливольт. Это упрощает построение ключей и схем управления ими и позволяет использовать опорное напряжение из широкого диапазона, в том числе и различной полярности. Поскольку выходной ток ЦАП зависит от $U_{\text{оп}}$ линейно, преобразователи такого типа можно использовать для умножения аналогового сигнала (подавая его на вход опорного напряжения) на цифровой код. Такие ЦАП называют *перемножающими* (MDAC).

Точность этой схемы снижает то обстоятельство, что для ЦАП, имеющих высокую разрядность, необходимо согласовывать сопротивления R_0 ключей с разрядными токами. Особенно это важно для ключей старших разрядов. Например, в 10-разрядном ЦАП AD7520 ключевые МОП-транзисторы шести старших разрядов сделаны разными по площади и их сопротивление R_0 нарастает согласно двоичному коду (20, 40, 80, ..., 640 Ом). Таким способом уравниваются (до 10 мВ) падения напряжения на ключах первых шести разрядов, что обеспечивает монотонность и линейность переходной характеристики ЦАП. 12-разрядный ЦАП 572ПА2 имеет дифференциальную нелинейность до 0,025% (1 МЗР).

ЦАП на МОП-ключах имеют относительно низкое быстродействие из-за большой входной емкости МОП-ключей. Тот же 572ПА2 имеет время установления выходного тока при смене входного кода от 000...0 до 111...1, равное 15 мкс. 12-разрядный DAC7611 фирмы Burr-Braun имеет время установления выходного напряжения 10 мкс. В то же время ЦАП на МОП-ключах имеют минимальную мощность потребления. Тот же DAC7611 потребляет всего 2,5 мВт. В последнее время появились модели ЦАП рассмотренного выше типа с более высоким быстродействием. Так, 12-разрядный AD7943 имеет время установления тока 0,6 мкс и потребляемую мощность всего 25 мкВт. Малое собственное потребление позволяет запитывать такие микромощные ЦАП прямо от источника опорного напряжения.

4.2.3. ЦАП на источниках тока

ЦАП на источниках тока обладают более высокой точностью. В отличие от предыдущего варианта, в котором весовые токи формируются резисторами сравнительно небольшого сопротивления и, как следствие, зависят от сопротивления ключей и нагрузки, в данном случае весовые токи обеспечиваются транзисторными источниками тока, имеющими высокое динамическое сопротивление. Упрощенная схема ЦАП на источниках тока приведена на [рисунке 4.4](#).

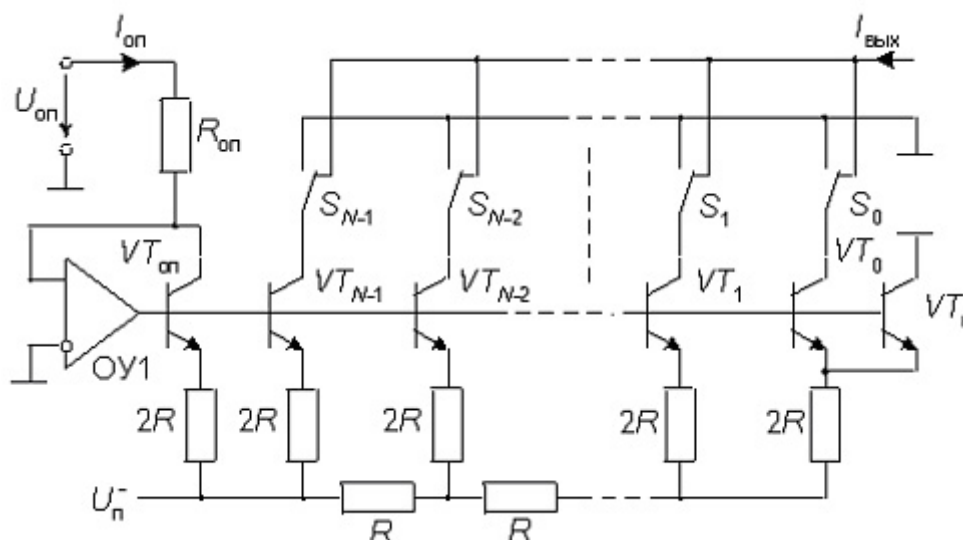


Рис. 4.4. ЦАП на источниках тока.

Весовые токи формируются с помощью резистивной матрицы. Потенциалы баз транзисторов одинаковы, а чтобы были равны и потенциалы эмиттеров всех транзисторов, площади их эмиттеров делают различными в соответствии с весовыми коэффициентами. Правый резистор матрицы подключен не к общей шине, как на схеме [рисунка 4.3](#), а к двум параллельно включенным одинаковым транзисторам VT_0 и VT_N , в результате чего ток через VT_0 равен половине тока через VT_1 . Входное напряжение для резистивной матрицы создается с помощью опорного транзистора $VT_{оп}$ и операционного усилителя ОУ1, выходное напряжение которого устанавливается таким, что коллекторный ток транзистора $VT_{оп}$ принимает значение $I_{оп}$. Выходной ток для N-разрядного ЦАП:

$$I_{\text{вых}} = \frac{I_{\text{оп}} D}{2^N} \quad (4.2)$$

На [рисунке 4.5, а](#)) приведена схема с преобразователем тока в напряжение на операционном усилителе (ОУ). Эта схема пригодна для всех ЦАП с токовым выходом. Поскольку пленочные резисторы, определяющие весовые токи ЦАП, имеют значительный температурный коэффициент сопротивления, резистор обратной связи $R_{ос}$ следует изготавливать на кристалле ЦАП и в том же технологическом процессе, что обычно и делается. Это позволяет снизить температурную нестабильность преобразователя в 300...400 раз.

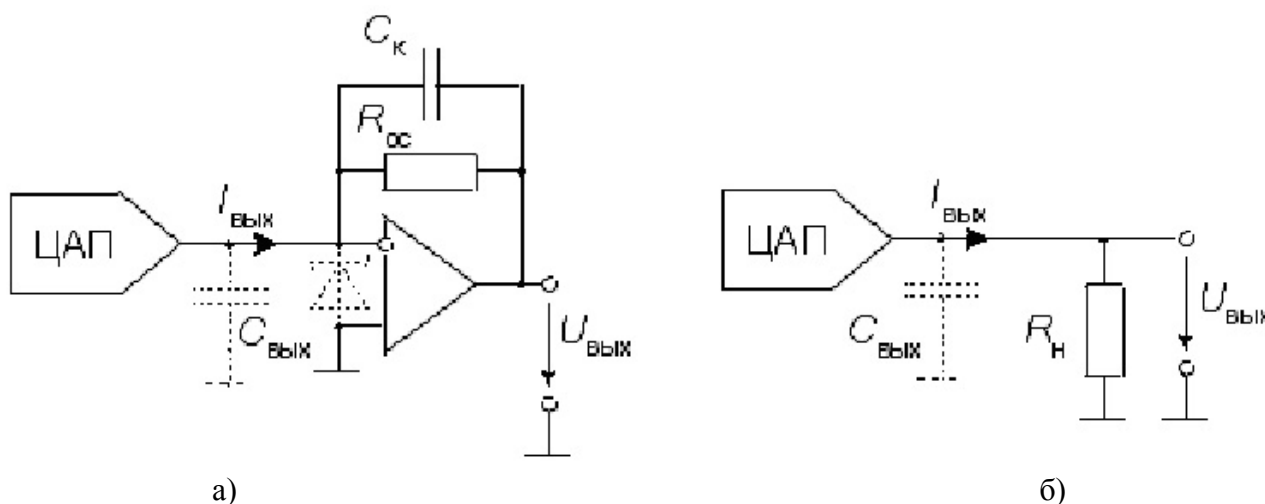


Рис. 4.5. ЦАП на источниках тока.

Большинство моделей ЦАП имеет значительную выходную емкость. Например, у AD7520 с МОП-ключами в зависимости от входного кода $C_{вых}$ составляет величину 30...120 пФ, у AD565A с источниками тока $C_{вых} = 25$ пФ. Эта емкость совместно с выходным сопротивлением ЦАП и резистором $R_{ос}$ создает дополнительный полюс частотной характеристики петли обратной связи ОУ, который может вызвать неустойчивость в виде самовозбуждения. Особенно это опасно для ЦАП с МОП-ключами при нулевом входном коде. При $R_{ос} = 10$ кОм частота второго полюса составит около 100 кГц при 100%-ной глубине обратной связи. В таком случае усилитель, частота единичного усиления которого f_t превышает 500 кГц, будет иметь явно недостаточные запасы устойчивости. Для сохранения устойчивости можно включить параллельно резистору $R_{ос}$ конденсатор $C_к$, емкость которого в первом приближении можно взять равной $C_{вых}$. Для более точного выбора $C_к$ необходимо провести полный анализ устойчивости схемы с учетом свойств конкретного ОУ. Эти мероприятия настолько серьезно ухудшают быстродействие схемы, что возникает парадоксальная ситуация: для поддержания высокого быстродействия даже недорогого ЦАП может потребоваться относительно дорогой быстродействующий (с малым временем установления) ОУ.

Ранние модели ЦАП с МОП-ключами (AD7520, 572ПА1 и др.) допускают отрицательное напряжение на ключах не свыше 0,7 В, поэтому для защиты ключей между выходами ЦАП следует включать диод Шоттки, как это показано пунктиром на [рисунке 4.5, а](#)).

Для цифро-аналогового преобразователя на источниках тока преобразование выходного тока в напряжение может быть произведено с помощью резистора ([рис. 4.5, б](#)). В этой схеме невозможно самовозбуждение и сохранено быстродействие, однако амплитуда выходного напряжения должна быть небольшой (например, для AD565A в биполярном режиме в пределах ± 1 В). В противном случае транзисторы источников тока могут выйти из линейного режима. Такой режим обеспечивается при низких значениях сопротивления нагрузки: $R_н \gg 1$ кОм. Для увеличения амплитуды выходного сигнала ЦАП в этой схеме к ее выходу можно подключить неинвертирующий усилитель на ОУ.

4.2.4. Параллельный ЦАП на переключаемых конденсаторах

Основой ЦАП этого типа является матрица конденсаторов, емкости которых соотносятся как целые степени двух. Схема простого варианта такого преобразователя приведена на [рисунке 4.6](#).

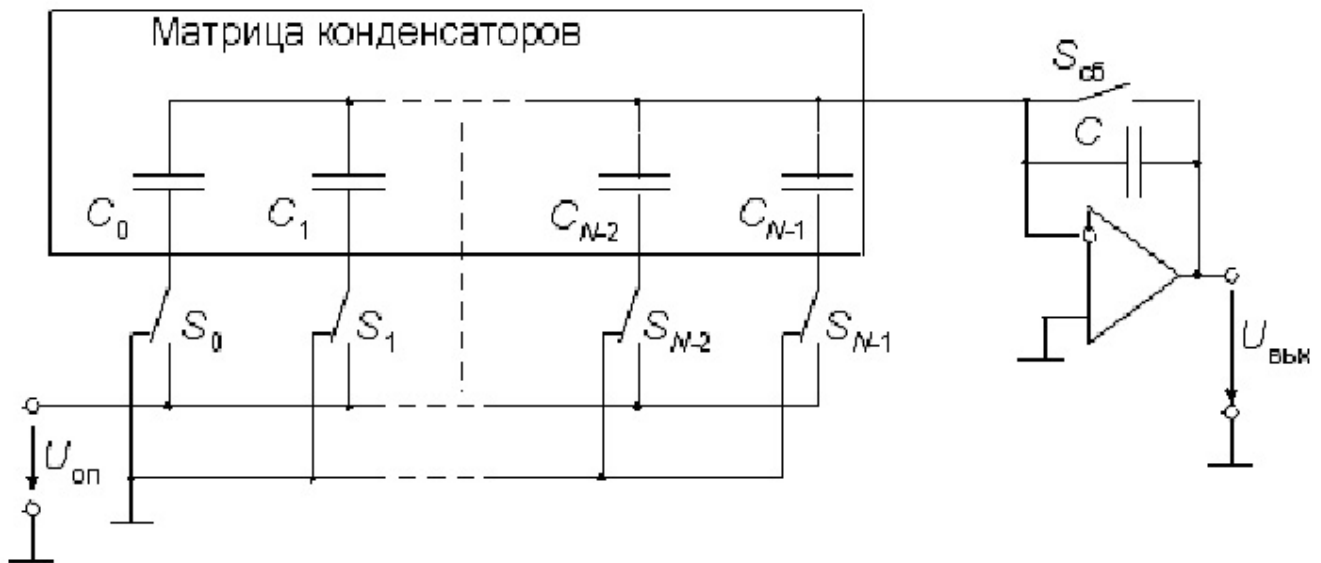


Рис. 4.6. Параллельный ЦАП на коммутируемых конденсаторах.

Емкость k -го конденсатора матрицы определяется соотношением

$$C_k = 2^k C_0 \quad (4.3)$$

Цикл преобразования состоит из двух фаз. В первой фазе ключи $S_0 \dots S_{N-1}$ находятся в левой позиции. Ключ сброса $S_{сб}$ замкнут. При этом все конденсаторы разряжены. Во второй фазе ключ сброса $S_{сб}$ размыкается. Если k -й бит входного N -разрядного слова $d_k = 1$, то соответствующий ключ S_k переключается в правую позицию, подключая нижнюю обкладку конденсатора к источнику опорного напряжения, или остается в левой позиции, если $d_k = 0$. Суммарный заряд конденсаторов матрицы с учетом (4.3) составит

$$q = U_{оп} C_0 D \quad (4.4)$$

4.2.5. ЦАП с суммированием напряжений

Схема восьмиразрядного преобразователя с суммированием напряжений, изготавливаемого в виде ИМС, приведена на [рисунке 4.7](#).

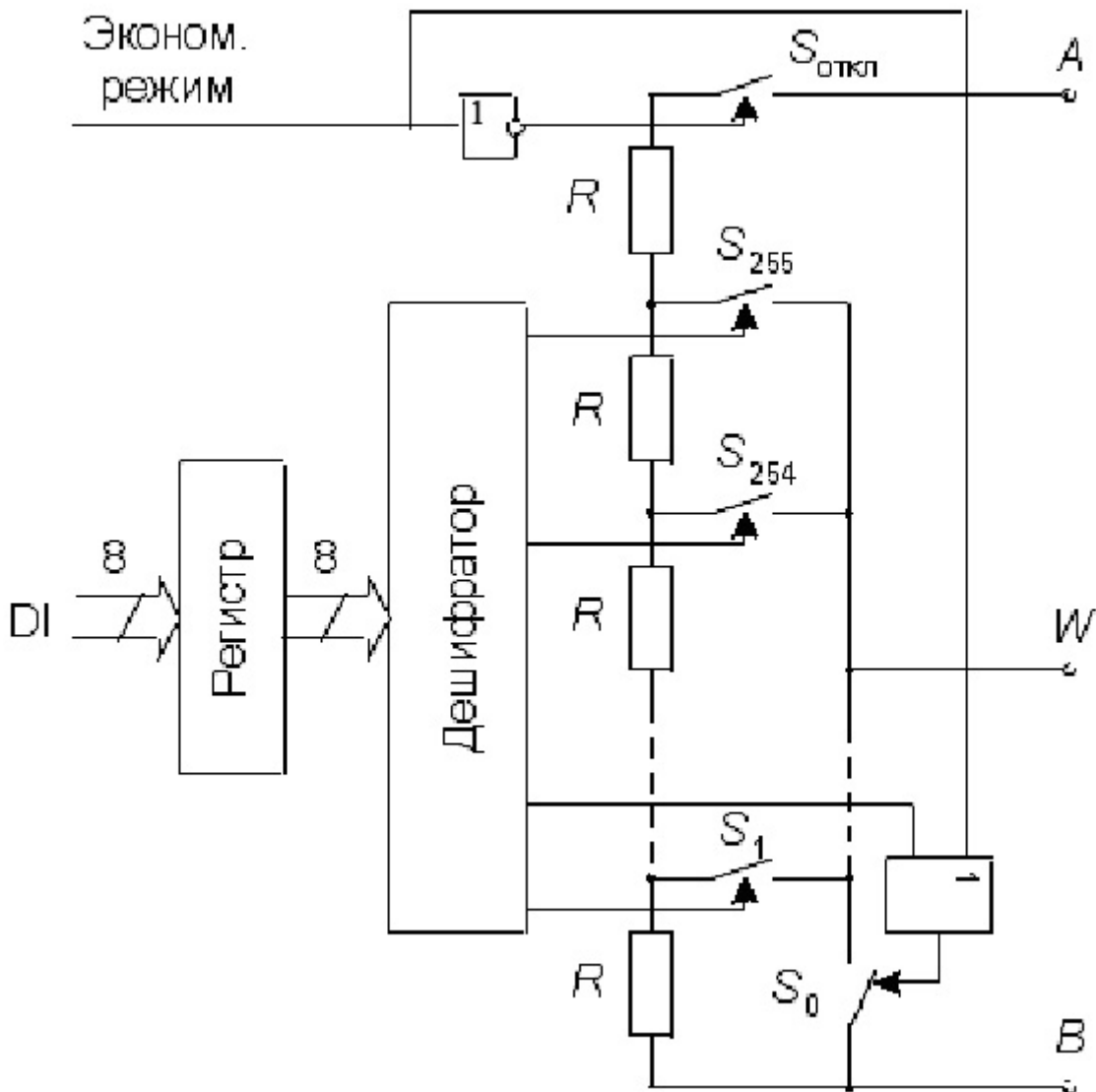


Рис. 4.7. Блок-схема ЦАП с суммированием напряжений.

Основу преобразователя составляет цепь из 256 резисторов равного сопротивления, соединенных последовательно. Вывод W через ключи $S_0 \dots S_{255}$ может подключаться к любой точке этой цепи в зависимости от входного числа. Входной двоичный код D преобразуется дешифратором 8 x 256 в унитарный позиционный код, непосредственно управляющий ключами. Если приложить напряжение U_{AB} между выводами A и B , то напряжение между выводами W и B составит

$$U_{WB} = U_{AB} D \quad (4.5)$$

Достоинством данной схемы является малая дифференциальная нелинейность и гарантированная монотонность характеристики преобразования. Ее можно использовать в качестве резистора, подстраиваемого цифровым кодом. Выпускается несколько моделей таких ЦАП. Например, микросхема AD8403 содержит четыре восьмиразрядных ЦАП с сопротивлением между выводами A и B 10, 50 либо 100 кОм в зависимости от модификации. При подаче активного уровня на вход «Экономичный режим» происходит размыкание ключа $S_{откл}$ и замыкание ключа S_0 . ИМС имеет вход сброса, которым ЦАП можно установить на середину шкалы. Существуют модели ЦАП с суммированием напряжений, у которых входной регистр представляет собой энергонезависимое оперативное запоминающее устройство, что особенно удобно для построения схем с

автоматической подстройкой (калибровкой). Недостаток такой схемы – необходимость изготавливать на кристалле большое количество (2^{2N}) согласованных резисторов. Тем не менее, в настоящее время выпускаются 8-ми, 10-ти и 12-ти разрядные ЦАП данного типа с буферными усилителями на выходе.

4.3. Последовательные ЦАП

4.3.1. ЦАП с широтно-импульсной модуляцией

Очень часто ЦАП входит в состав микропроцессорных систем. В этом случае, если не требуется высокое быстродействие, цифро-аналоговое преобразование может быть очень просто осуществлено с помощью [широтно-импульсной модуляции](#) (ШИМ). Схема ЦАП с ШИМ приведена на [рисунке 4.8, а](#).

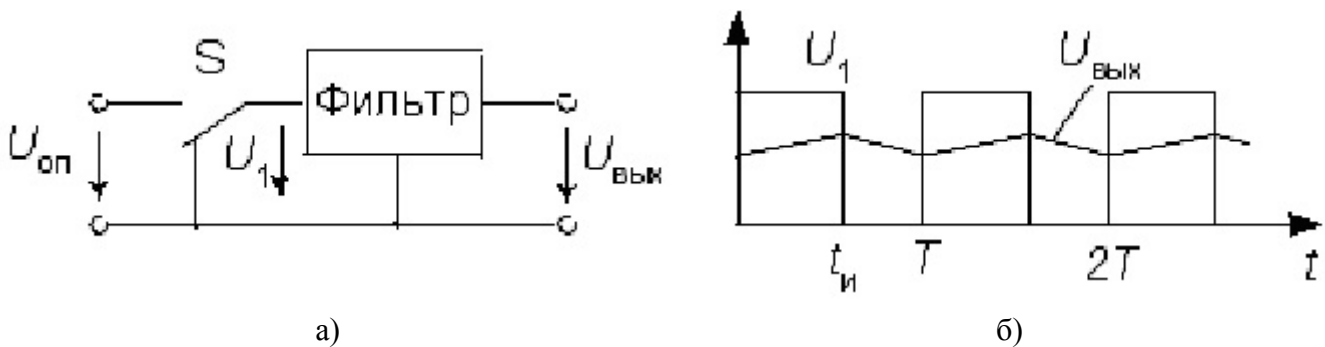


Рис. 4.8. Схема ЦАП с ШИМ.

Наиболее просто организуется цифро-аналоговое преобразование в том случае, если микроконтроллер имеет встроенную функцию широтно-импульсного преобразования (например, AT90S8515 фирмы Atmel или 87C51GB фирмы Intel). Выход ШИМ управляет ключом S. В зависимости от заданной разрядности преобразования (для контроллера AT90S8515 возможны режимы 8, 9 и 10 бит) контроллер с помощью своего таймера/счетчика формирует

последовательность импульсов, относительная длительность $\gamma = \frac{t_{и}}{T}$ которых определяется соотношением

$$\gamma = \frac{D}{2^N} \tag{4.6}$$

Рассмотренная схема обеспечивает почти идеальную линейность преобразования, не содержит прецизионных элементов (за исключением источника опорного напряжения). Основной ее недостаток – низкое быстродействие.

4.3.2. Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах

Рассмотренная выше схема ЦАП с ШИМ вначале преобразует цифровой код во временной интервал, который формируется с помощью двоичного счетчика квант за квантом, поэтому для получения N-разрядного преобразования необходимы 2^N временных квантов (тактов). Схема последовательного ЦАП, приведенная на [рисунке 4.9](#), позволяет выполнить цифро-аналоговое преобразование за значительно меньшее число тактов.

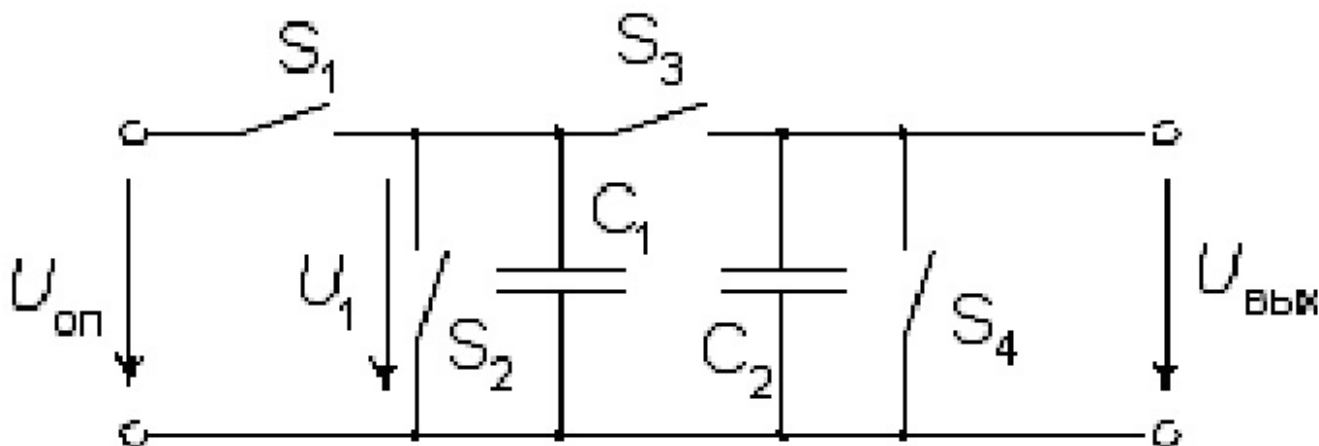


Рис. 4.9. Схема последовательного ЦАП с коммутируемыми конденсаторами.

Если требуется сохранять результат преобразования сколь-нибудь продолжительное время, к выходу схемы следует подключить УВХ. После окончания цикла преобразования следует провести цикл выборки, перевести УВХ в режим хранения и вновь начать преобразование.

Таким образом, представленная схема выполняет преобразование входного кода за $2N$ квантов, что значительно меньше, чем у ЦАП с ШИМ. Здесь требуется только два согласованных конденсатора небольшой емкости. Конфигурация аналоговой части схемы не зависит от разрядности преобразуемого кода. Однако по быстродействию последовательный ЦАП значительно уступает параллельным цифро-аналоговым преобразователям, что ограничивает область его применения.

4.1. Общие сведения

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) предназначен для преобразования числа, определенного, как правило, в виде двоичного кода, в напряжение или ток, пропорциональные значению цифрового кода. Схемотехника цифро-аналоговых преобразователей весьма разнообразна. На [рисунке 4.1](#) представлена классификационная схема ЦАП по схемотехническим признакам. Кроме этого, ИМС цифро-аналоговых преобразователей классифицируются по следующим признакам:

- по виду выходного сигнала: с токовым выходом и выходом в виде напряжения;
- по типу цифрового интерфейса: с последовательным вводом и с параллельным вводом входного кода;
- по числу ЦАП на кристалле: одноканальные и многоканальные; по быстродействию: умеренного и высокого быстродействия.

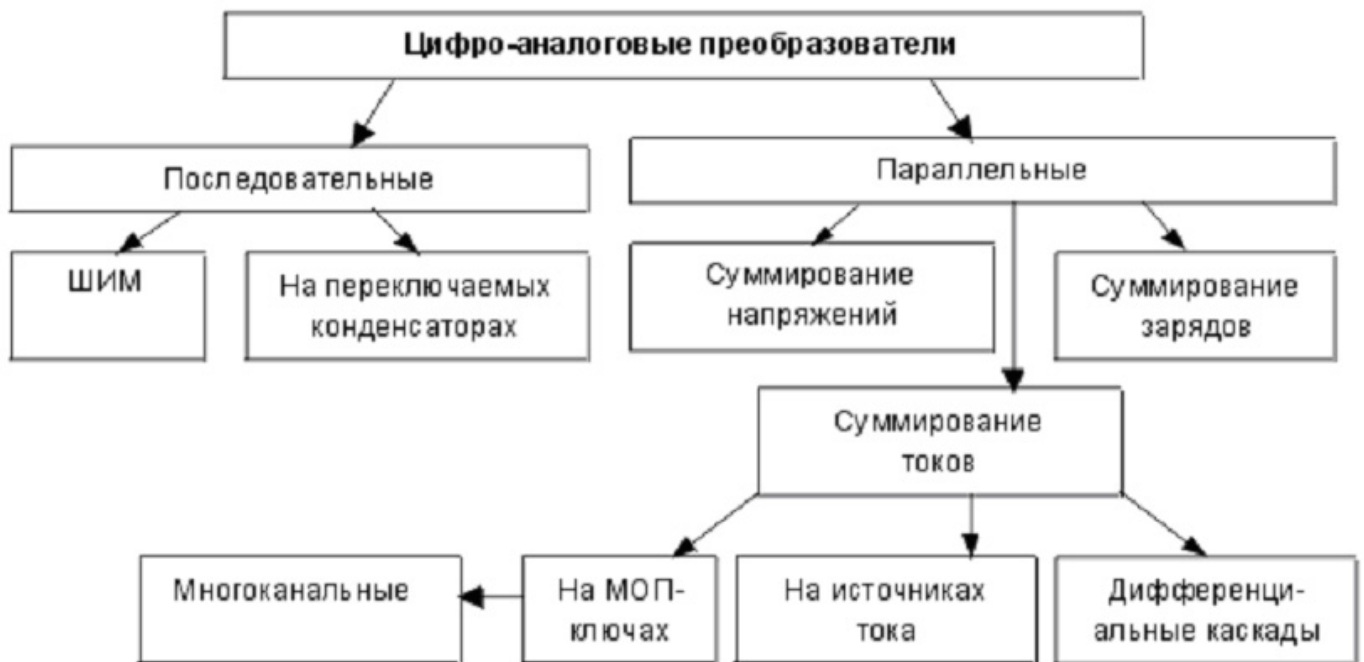


Рис. 4.1. Классификация ЦАП.

4.2. Параллельные ЦАП

4.2.1. ЦАП с суммированием весовых токов

Большинство схем параллельных ЦАП основано на суммировании токов, сила каждого из которых пропорциональна весу цифрового двоичного разряда, причем должны суммироваться только токи разрядов, значения которых равны 1. Пусть, например, требуется преобразовать двоичный четырехразрядный код в аналоговый сигнал тока. У четвертого, старшего значащего разряда (СЗР) вес будет равен $2^3 = 8$, у третьего разряда – $2^2 = 4$, у второго – $2^1 = 2$ и у младшего (МЗР) – $2^0 = 1$. Если вес МЗР $I_{\text{МЗР}} = 1\text{мА}$, то $I_{\text{СЗР}} = 8\text{мА}$, а максимальный выходной ток преобразователя $I_{\text{вых.макс}} = 15\text{мА}$ и соответствует коду 1111_2 . Понятно, что коду 1001_2 , например, будет соответствовать ток $I_{\text{вых}} = 9\text{мА}$ и т.д. Следовательно, требуется построить схему, обеспечивающую генерацию и коммутацию по заданным законам точных весовых токов. Простейшая схема, реализующая указанный принцип, приведена на [рисунке 4.2](#).

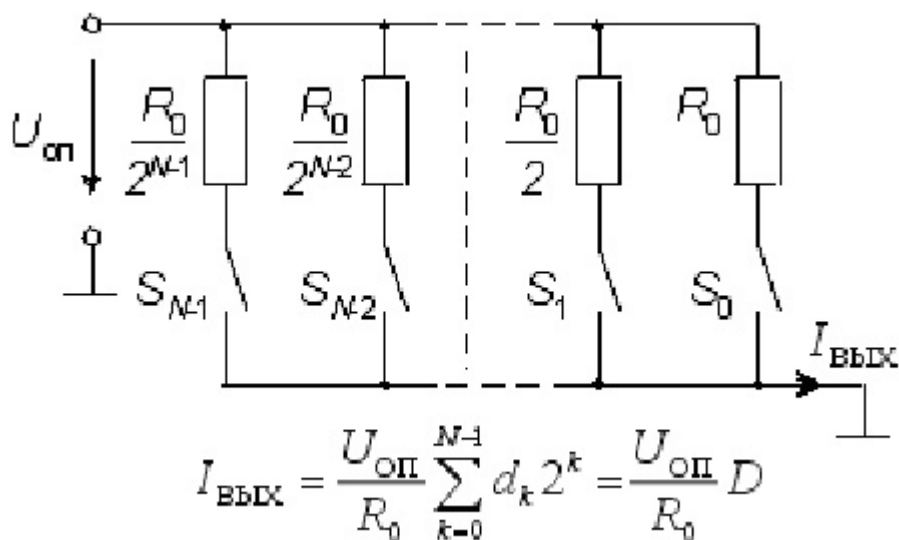


Рис. 4.2. ЦАП с суммированием весовых токов.

Сопротивления резисторов выбирают так, чтобы при замкнутых ключах через них протекал ток, соответствующий весу разряда. Ключ должен быть замкнут тогда, когда соответствующий ему бит входного слова равен единице. Выходной ток определяется соотношением, показанным на [рисунке 4.2](#).

При высокой разрядности ЦАП токозадающие резисторы должны быть согласованы с высокой точностью. Наиболее жесткие требования по точности предъявляются к резисторам старших разрядов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего разряда. Поэтому разброс сопротивления в k -м разряде должен быть меньше, чем

$$\frac{dR}{R} = 2^{-k} \quad (4.1)$$

Из этого условия следует, что разброс сопротивления резистора, например, в четвертом разряде не должен превышать 3%, а в 10-м разряде – 0,05% и т.д.

Рассмотренная схема при всей ее простоте обладает целым букетом недостатков. Во-первых, при различных входных кодах ток, потребляемый от источника опорного напряжения (ИОН), будет различным, а это повлияет на величину выходного напряжения ИОН. Во-вторых, значения сопротивлений весовых резисторов могут различаться в тысячи раз, а это делает весьма затруднительной реализацию этих резисторов в полупроводниковых ИМС. Кроме того, сопротивление резисторов старших разрядов в многоразрядных ЦАП может быть соизмеримым с сопротивлением замкнутого ключа, а это приведет к погрешности преобразования. В-третьих, в этой схеме к разомкнутым ключам прикладывается значительное напряжение, что усложняет их построение.

4.2.2. ЦАП с матрицей постоянного импеданса (R2R)

Эти недостатки устранены в схеме ЦАП AD7520 (отечественный аналог 572ПА1), разработанном фирмой Analog Devices в 1973 году, которая в настоящее время является по существу промышленным стандартом (по ней выполнены многие серийные модели ЦАП). Указанная схема представлена на [рисунке 4.3](#). В качестве ключей здесь используются МОП-транзисторы.

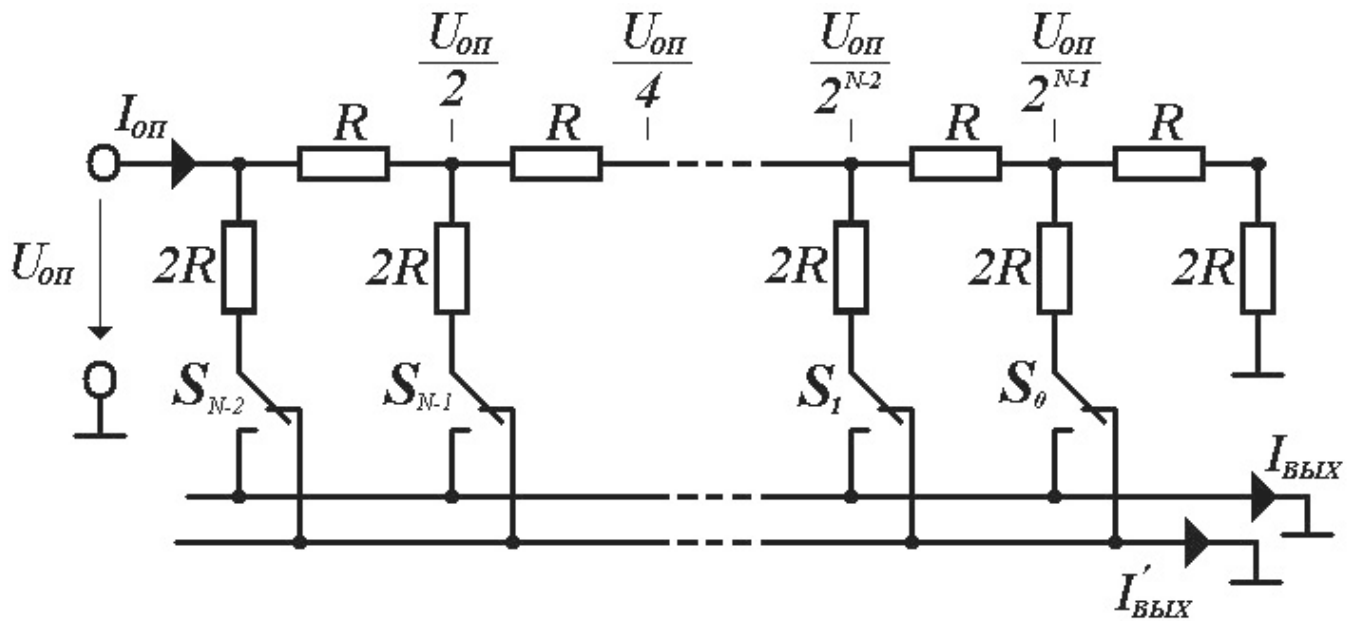


Рис. 4.3. ЦАП с матрицей постоянного импеданса (R2R).

В этой схеме задание весовых коэффициентов ступеней преобразователя осуществляют посредством последовательного деления опорного напряжения с помощью резистивной матрицы постоянного импеданса (R2R). Основным элементом такой матрицы представляет собой делитель напряжения, который должен удовлетворять следующему условию: если он нагружен на сопротивление $R_{\text{н}}$, то его входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ также должно принимать значение $R_{\text{н}}$.

$$a = \frac{U_1}{U_2}$$

Коэффициент ослабления цепи при этой нагрузке должен иметь заданное значение.

Поскольку нижние выводы резисторов $2R$ матрицы при любом состоянии переключателей S_k соединены с общей шиной схемы через низкое сопротивление замкнутых ключей, напряжения на ключах всегда небольшие, в пределах нескольких милливольт. Это упрощает построение ключей и схем управления ими и позволяет использовать опорное напряжение из широкого диапазона, в том числе и различной полярности. Поскольку выходной ток ЦАП зависит от $U_{\text{оп}}$ линейно, преобразователи такого типа можно использовать для умножения аналогового сигнала (подавая его на вход опорного напряжения) на цифровой код. Такие ЦАП называют *перемножающими* (MDAC).

Точность этой схемы снижает то обстоятельство, что для ЦАП, имеющих высокую разрядность, необходимо согласовывать сопротивления R_0 ключей с разрядными токами. Особенно это важно для ключей старших разрядов. Например, в 10-разрядном ЦАП AD7520 ключевые МОП-транзисторы шести старших разрядов сделаны разными по площади и их сопротивление R_0 нарастает согласно двоичному коду (20, 40, 80, ..., 640 Ом). Таким способом уравниваются (до 10 мВ) падения напряжения на ключах первых шести разрядов, что обеспечивает монотонность и линейность переходной характеристики ЦАП. 12-разрядный ЦАП 572ПА2 имеет дифференциальную нелинейность до 0,025% (1 МЗР).

ЦАП на МОП-ключках имеют относительно низкое быстродействие из-за большой входной емкости МОП-ключей. Тот же 572ПА2 имеет время установления выходного тока при смене входного кода от 000...0 до 111...1, равное 15 мкс. 12-разрядный DAC7611 фирмы Burr-Brown имеет время установления выходного напряжения 10 мкс. В то же время ЦАП на МОП-ключках

имеют минимальную мощность потребления. Тот же DAC7611 потребляет всего 2,5 мВт. В последнее время появились модели ЦАП рассмотренного выше типа с более высоким быстродействием. Так, 12-разрядный AD7943 имеет время установления тока 0,6 мкс и потребляемую мощность всего 25 мкВт. Малое собственное потребление позволяет запитывать такие микромощные ЦАП прямо от источника опорного напряжения.

4.2.3. ЦАП на источниках тока

ЦАП на источниках тока обладают более высокой точностью. В отличие от предыдущего варианта, в котором весовые токи формируются резисторами сравнительно небольшого сопротивления и, как следствие, зависят от сопротивления ключей и нагрузки, в данном случае весовые токи обеспечиваются транзисторными источниками тока, имеющими высокое динамическое сопротивление. Упрощенная схема ЦАП на источниках тока приведена на [рисунке 4.4](#).

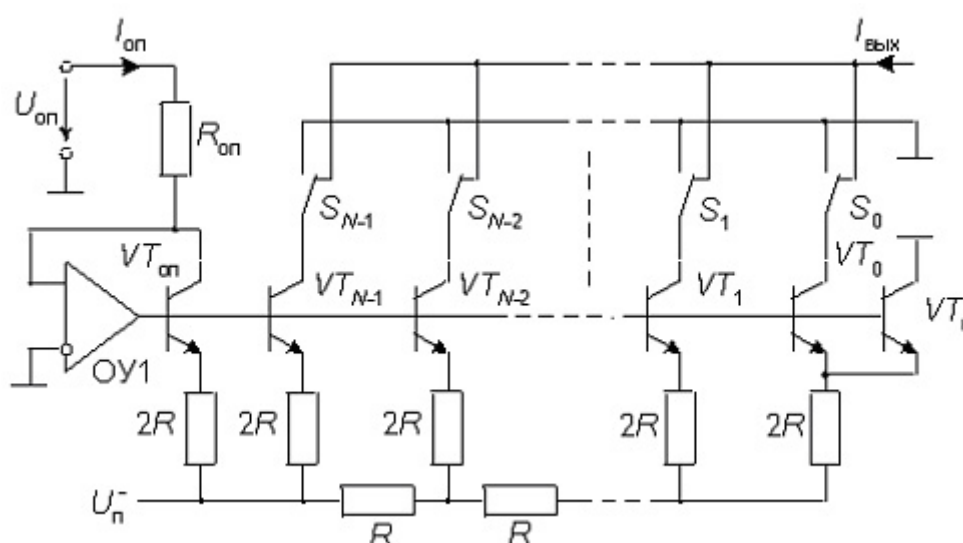


Рис. 4.4. ЦАП на источниках тока.

Весовые токи формируются с помощью резистивной матрицы. Потенциалы баз транзисторов одинаковы, а чтобы были равны и потенциалы эмиттеров всех транзисторов, площади их эмиттеров делают различными в соответствии с весовыми коэффициентами. Правый резистор матрицы подключен не к общей шине, как на схеме [рисунка 4.3](#), а к двум параллельно включенным одинаковым транзисторам VT_0 и VT_n , в результате чего ток через VT_0 равен половине тока через VT_n . Входное напряжение для резистивной матрицы создается с помощью опорного транзистора $VT_{оп}$ и операционного усилителя ОУ1, выходное напряжение которого устанавливается таким, что коллекторный ток транзистора $VT_{оп}$ принимает значение $I_{оп}$. Выходной ток для N-разрядного ЦАП:

$$I_{вых} = \frac{I_{оп} D}{2^N} \quad (4.2)$$

На [рисунке 4.5, а](#)) приведена схема с преобразователем тока в напряжение на операционном усилителе (ОУ). Эта схема пригодна для всех ЦАП с токовым выходом. Поскольку пленочные резисторы, определяющие весовые токи ЦАП, имеют значительный температурный коэффициент сопротивления, резистор обратной связи $R_{ос}$ следует изготавливать на кристалле ЦАП и в том же

технологическом процессе, что обычно и делается. Это позволяет снизить температурную нестабильность преобразователя в 300...400 раз.

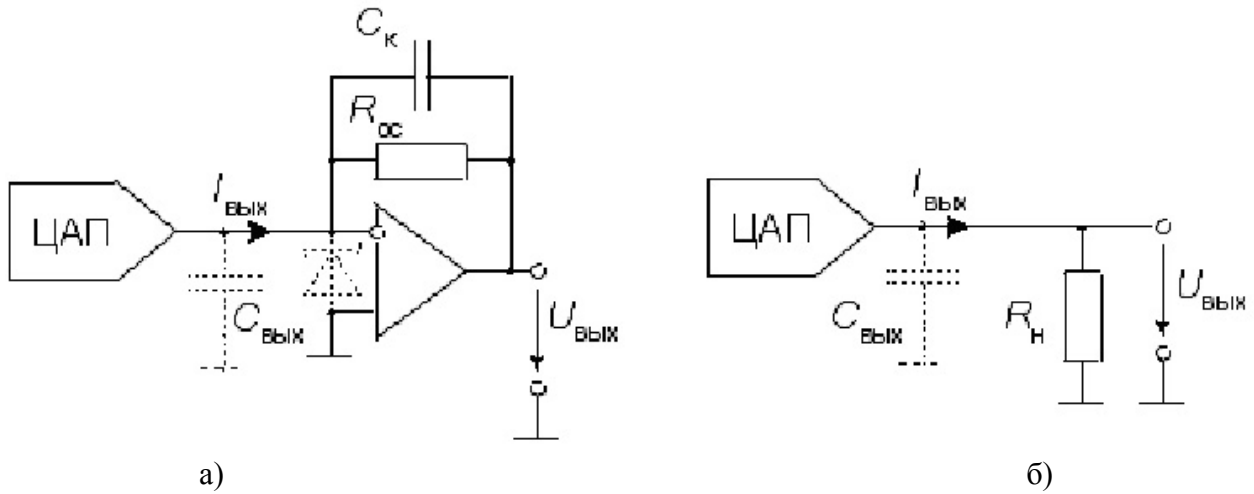


Рис. 4.5. ЦАП на источниках тока.

Большинство моделей ЦАП имеет значительную выходную емкость. Например, у AD7520 с МОП-ключами в зависимости от входного кода $C_{\text{ВЫХ}}$ составляет величину 30...120 пФ, у AD565A с источниками тока $C_{\text{ВЫХ}} = 25$ пФ. Эта емкость совместно с выходным сопротивлением ЦАП и резистором $R_{\text{ОС}}$ создает дополнительный полюс частотной характеристики петли обратной связи ОУ, который может вызвать неустойчивость в виде самовозбуждения. Особенно это опасно для ЦАП с МОП-ключами при нулевом входном коде. При $R_{\text{ОС}} = 10$ кОм частота второго полюса составит около 100 кГц при 100%-ной глубине обратной связи. В таком случае усилитель, частота единичного усиления которого f_t превышает 500 кГц, будет иметь явно недостаточные запасы устойчивости. Для сохранения устойчивости можно включить параллельно резистору $R_{\text{ОС}}$ конденсатор C_k , емкость которого в первом приближении можно взять равной $C_{\text{ВЫХ}}$. Для более точного выбора C_k необходимо провести полный анализ устойчивости схемы с учетом свойств конкретного ОУ. Эти мероприятия настолько серьезно ухудшают быстродействие схемы, что возникает парадоксальная ситуация: для поддержания высокого быстродействия даже недорогого ЦАП может потребоваться относительно дорогой быстродействующий (с малым временем установления) ОУ.

Ранние модели ЦАП с МОП-ключами (AD7520, 572ПА1 и др.) допускают отрицательное напряжение на ключах не свыше 0,7 В, поэтому для защиты ключей между выходами ЦАП следует включать диод Шоттки, как это показано пунктиром на [рисунке 4.5, а](#).

Для цифро-аналогового преобразователя на источниках тока преобразование выходного тока в напряжение может быть произведено с помощью резистора ([рис. 4.5, б](#)). В этой схеме невозможно самовозбуждение и сохранено быстродействие, однако амплитуда выходного напряжения должна быть небольшой (например, для AD565A в биполярном режиме в пределах $\pm 1\text{В}$). В противном случае транзисторы источников тока могут выйти из линейного режима. Такой режим обеспечивается при низких значениях сопротивления нагрузки: $R_{\text{Н}} \gg 1\text{кОм}$. Для увеличения амплитуды выходного сигнала ЦАП в этой схеме к ее выходу можно подключить неинвертирующий усилитель на ОУ.

4.2.4. Параллельный ЦАП на переключаемых конденсаторах

Основой ЦАП этого типа является матрица конденсаторов, емкости которых соотносятся как целые степени двух. Схема простого варианта такого преобразователя приведена на [рисунке 4.6](#).

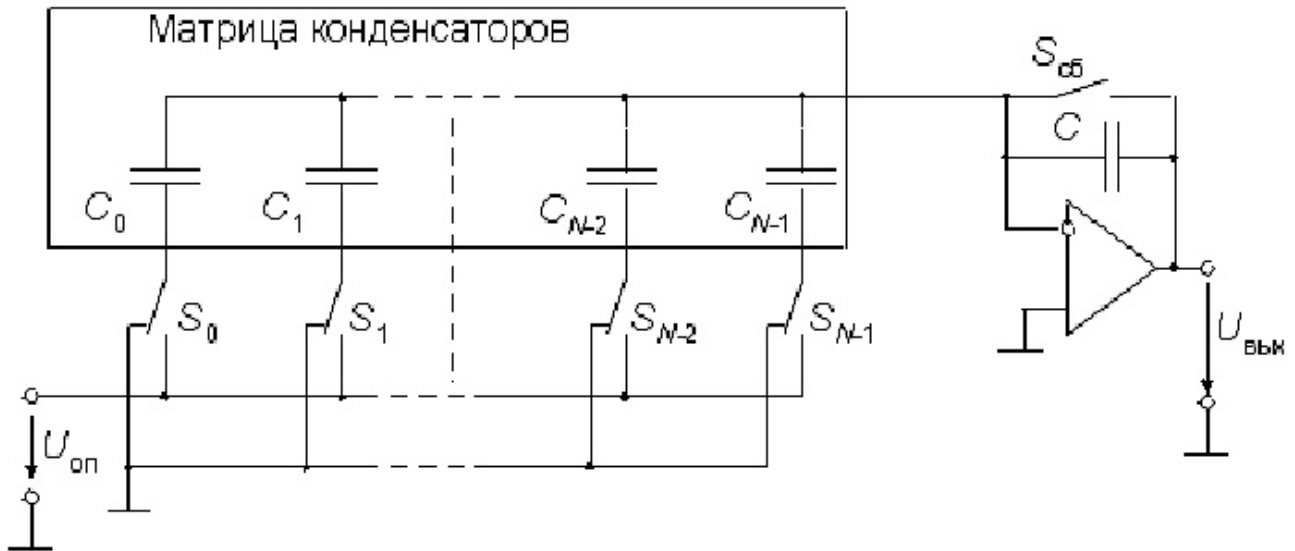


Рис. 4.6. Параллельный ЦАП на коммутируемых конденсаторах.

Емкость k -го конденсатора матрицы определяется соотношением

$$C_k = 2^k C_0 \quad (4.3)$$

Цикл преобразования состоит из двух фаз. В первой фазе ключи $S_0 \dots S_{N-1}$ находятся в левой позиции. Ключ сброса $S_{сб}$ замкнут. При этом все конденсаторы разряжены. Во второй фазе ключ сброса $S_{сб}$ размыкается. Если k -й бит входного N -разрядного слова $d_k = 1$, то соответствующий ключ S_k переключается в правую позицию, подключая нижнюю обкладку конденсатора к источнику опорного напряжения, или остается в левой позиции, если $d_k = 0$. Суммарный заряд конденсаторов матрицы с учетом (4.3) составит

$$q = U_{оп} C_0 D \quad (4.4)$$

4.2.5. ЦАП с суммированием напряжений

Схема восьмиразрядного преобразователя с суммированием напряжений, изготавливаемого в виде ИМС, приведена на [рисунке 4.7](#).

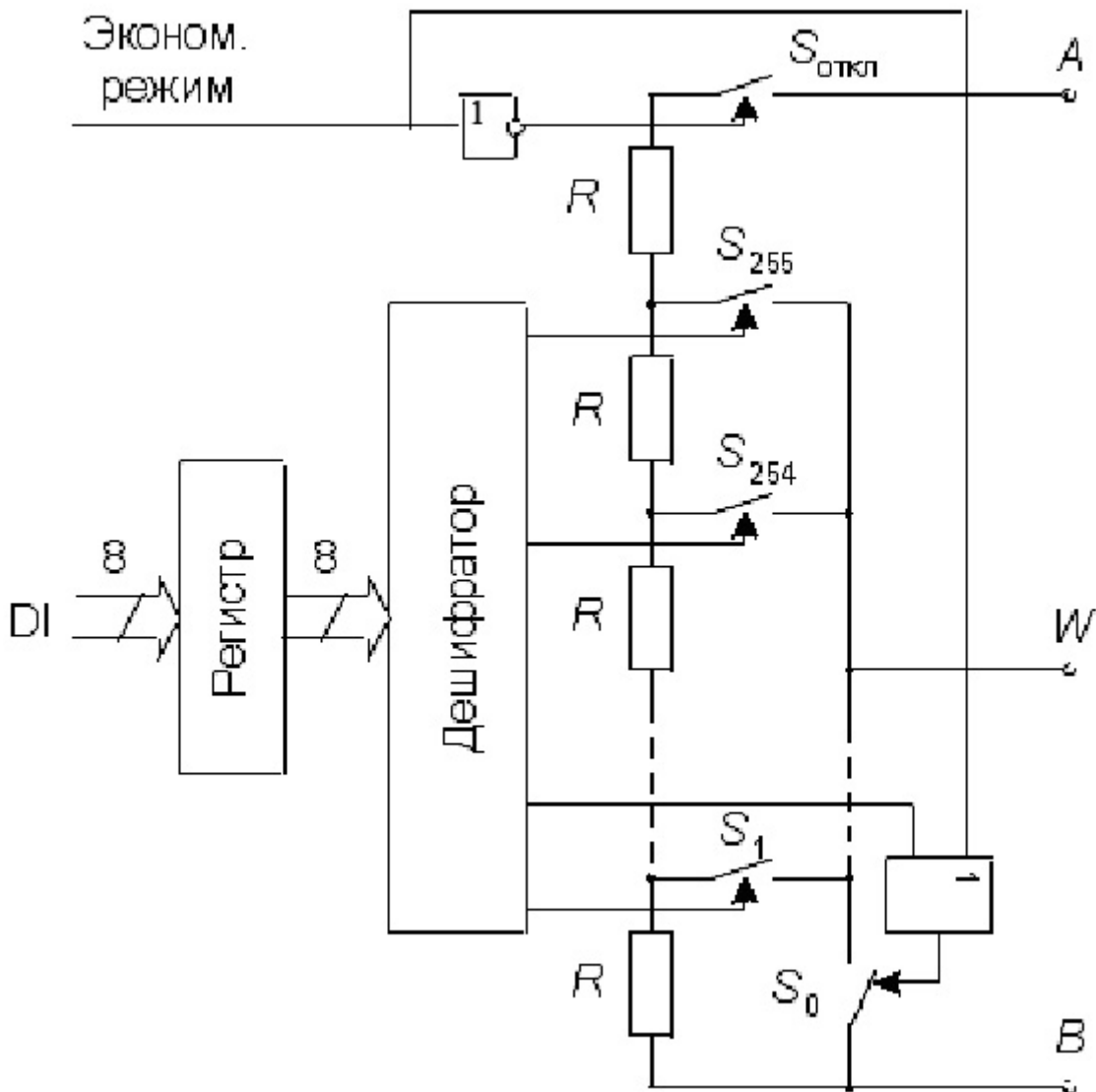


Рис. 4.7. Блок-схема ЦАП с суммированием напряжений.

Основу преобразователя составляет цепь из 256 резисторов равного сопротивления, соединенных последовательно. Вывод W через ключи $S_0 \dots S_{255}$ может подключаться к любой точке этой цепи в зависимости от входного числа. Входной двоичный код D преобразуется дешифратором 8 x 256 в унитарный позиционный код, непосредственно управляющий ключами. Если приложить напряжение U_{AB} между выводами A и B , то напряжение между выводами W и B составит

$$U_{WB} = U_{AB} D \quad (4.5)$$

Достоинством данной схемы является малая дифференциальная нелинейность и гарантированная монотонность характеристики преобразования. Ее можно использовать в качестве резистора, подстраиваемого цифровым кодом. Выпускается несколько моделей таких ЦАП. Например, микросхема AD8403 содержит четыре восьмиразрядных ЦАП с сопротивлением между выводами A и B 10, 50 либо 100 кОм в зависимости от модификации. При подаче активного уровня на вход «Экономичный режим» происходит размыкание ключа $S_{откл}$ и замыкание ключа S_0 . ИМС имеет вход сброса, которым ЦАП можно установить на середину шкалы. Существуют модели ЦАП с суммированием напряжений, у которых входной регистр представляет собой энергонезависимое оперативное запоминающее устройство, что особенно удобно для построения схем с

автоматической подстройкой (калибровкой). Недостаток такой схемы – необходимость изготавливать на кристалле большое количество (2^{2N}) согласованных резисторов. Тем не менее, в настоящее время выпускаются 8-ми, 10-ти и 12-ти разрядные ЦАП данного типа с буферными усилителями на выходе.

4.3. Последовательные ЦАП

4.3.1. ЦАП с широтно-импульсной модуляцией

Очень часто ЦАП входит в состав микропроцессорных систем. В этом случае, если не требуется высокое быстродействие, цифро-аналоговое преобразование может быть очень просто осуществлено с помощью [широтно-импульсной модуляции](#) (ШИМ). Схема ЦАП с ШИМ приведена на [рисунке 4.8, а](#).

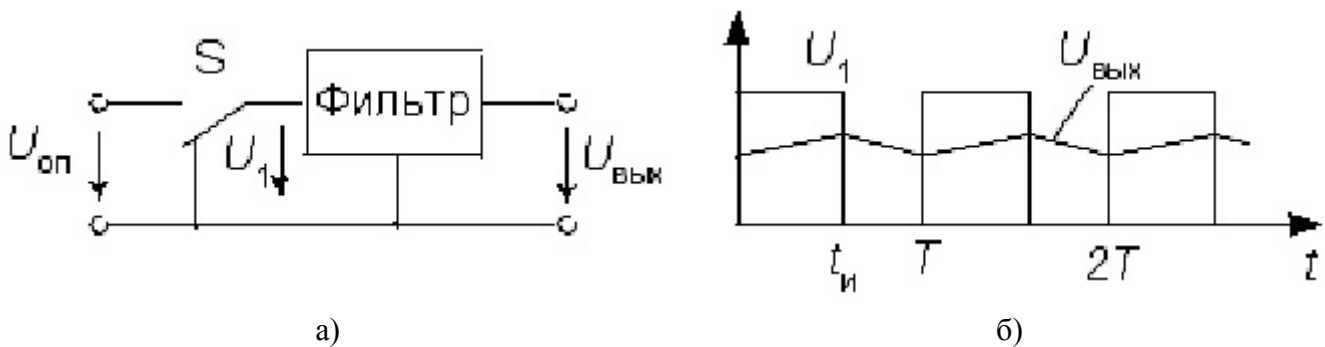


Рис. 4.8. Схема ЦАП с ШИМ.

Наиболее просто организуется цифро-аналоговое преобразование в том случае, если микроконтроллер имеет встроенную функцию широтно-импульсного преобразования (например, AT90S8515 фирмы Atmel или 87C51GB фирмы Intel). Выход ШИМ управляет ключом S. В зависимости от заданной разрядности преобразования (для контроллера AT90S8515 возможны режимы 8, 9 и 10 бит) контроллер с помощью своего таймера/счетчика формирует

последовательность импульсов, относительная длительность $\gamma = \frac{t_{и}}{T}$ которых определяется соотношением

$$\gamma = \frac{D}{2^N} \tag{4.6}$$

Рассмотренная схема обеспечивает почти идеальную линейность преобразования, не содержит прецизионных элементов (за исключением источника опорного напряжения). Основной ее недостаток – низкое быстродействие.

4.3.2. Последовательный ЦАП на переключаемых конденсаторах

Рассмотренная выше схема ЦАП с ШИМ вначале преобразует цифровой код во временной интервал, который формируется с помощью двоичного счетчика квант за квантом, поэтому для получения N-разрядного преобразования необходимы 2^N временных квантов (тактов). Схема последовательного ЦАП, приведенная на [рисунке 4.9](#), позволяет выполнить цифро-аналоговое преобразование за значительно меньшее число тактов.

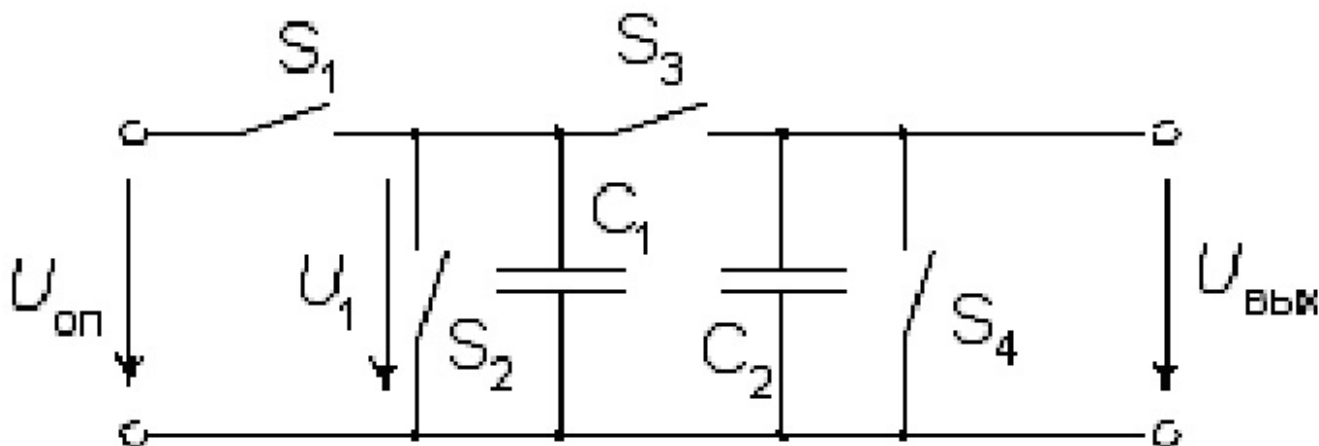


Рис. 4.9. Схема последовательного ЦАП с коммутируемыми конденсаторами.

Если требуется сохранять результат преобразования сколь-нибудь продолжительное время, к выходу схемы следует подключить УВХ. После окончания цикла преобразования следует провести цикл выборки, перевести УВХ в режим хранения и вновь начать преобразование.

Таким образом, представленная схема выполняет преобразование входного кода за $2N$ квантов, что значительно меньше, чем у ЦАП с ШИМ. Здесь требуется только два согласованных конденсатора небольшой емкости. Конфигурация аналоговой части схемы не зависит от разрядности преобразуемого кода. Однако по быстродействию последовательный ЦАП значительно уступает параллельным цифро-аналоговым преобразователям, что ограничивает область его применения.

Вопросы по теме: «Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)».

1. Принцип действия параллельных ЦАП.
2. Принцип действия последовательных ЦАП.
3. Что такое весовой ток?
4. Что такое матрица R2R?
5. Что такое ШИМ?

5. Измерительные преобразователи

5.1. Датчики положения

Определение положения физических объектов и их перемещений является важной функцией многих автоматизированных систем. Она необходима практически для всех АСУТП, систем управления транспортными потоками, охранных систем, без нее не может обойтись ни один робот. Под определением *положения* физического объекта понимается нахождение его координат (линейных или угловых) по отношению к заданной точке. Под *перемещением* объектов подразумевается их передвижение из одного положения в другое, находящееся от первого на определенном расстоянии или под определенным углом. Другими словами, перемещение всегда определяется по отношению к исходному положению объекта. Для обнаружения опасных расстояний между двумя объектами обычно применяются детекторы *сближения*. Такие детекторы, по существу, являются пороговыми устройствами, реализованными на базе датчиков положения объекта. Датчики положения – это, как правило, линейные устройства, выходные сигналы которых соответствуют расстоянию между объектом и опорной точкой. Детекторы сближения

являются более простыми устройствами, сигналы на выходе которых появляются только в случае обнаружения критического расстояния до объекта. Например, во многих роботах и движущихся механизмах автоматизированных систем применяется очень простой, но очень надежный датчик сближения – концевой выключатель, в состав которого входит пара либо нормально замкнутых, либо нормально разомкнутых контактов. Когда объект при своем движении механически размыкает или замыкает эти электрические контакты, концевой выключатель посылает сигнал в управляющее устройство. Этот сигнал указывает на то, что объект достиг своего конечного положения. Однако контактные переключатели имеют ряд недостатков: высокую механическую нагрузку на движущиеся объекты, гистерезис и т.д.

Детекторы перемещений часто являются составными частями более сложных датчиков, для которых обнаружение движущихся объектов – только одна из нескольких ступеней процесса преобразования сигнала. Пример такого составного преобразователя – датчик давления, в котором давление приводит к перемещению диафрагмы, а перемещение диафрагмы, в свою очередь, вызывает изменение выходного электрического сигнала. Из приведенных примеров видно, что датчики перемещений, некоторые из которых описаны в данной главе, не только применяются самостоятельно, но и входят в состав многих других детекторов, рассматриваемых в других главах.

Большинство датчиков положения и перемещений являются статическими устройствами, быстродействие которых, как правило, не сказывается на рабочих характеристиках систем. Однако производители таких датчиков обычно приводят в документации величину максимальной скорости реакции. Но в этой главе рассматриваются только статические датчики. Динамические датчики, чьи выходные сигналы по определению являются временными функциями, будут описаны в следующих главах.

Перед тем как приступить к разработке или выбору детектора положения и перемещения, необходимо ответить на следующие вопросы:

- Какова величина и тип измеряемых перемещений(существует два типа перемещений: угловой и линейный)?
- Какой должна быть разрешающая способность и точность?
- Из чего изготовлен объект, перемещение которого необходимо измерить (из металла, пластмассы, жидкости, ферромагнитных материалов и т.д.)?
- Какой размер пространства отведен для монтажа датчика?
- Каким должен быть диапазон измерений?
- В каких условиях окружающей среды предстоит работать датчику (влажность, температура, источники помех, вибрация и т.д.)?
- Какой должна быть потребляемая мощность датчика?
- Каким может быть срок службы датчика (этот параметр тесно связан с продолжительностью службы всей системы)?
- Какое количество датчиков необходимо изготовить (ограниченное число, среднее количество, серийный выпуск)?
- Какой должна быть стоимость датчика?

Тщательный предварительный анализ помогает не допустить нежелательных промахов в дальнейшем.

5.1.1. Потенциометрические датчики

Датчики положения и перемещений часто реализуются на основе линейных или поворотных [потенциометров](#). Принцип действия таких устройств основан на зависимости сопротивления

проволочного резистора от длины провода. Таким образом, если перемещение объекта будет связано с изменением положения ползунка потенциометра, получится устройство, контролирующее положение объекта, т.е. детектор перемещений. Потенциометрические преобразователи относятся к активным устройствам, поскольку для определения величины сопротивления через них должен протекать электрический ток, т.е. они нуждаются в дополнительном источнике возбуждения (например, в источнике постоянного тока).

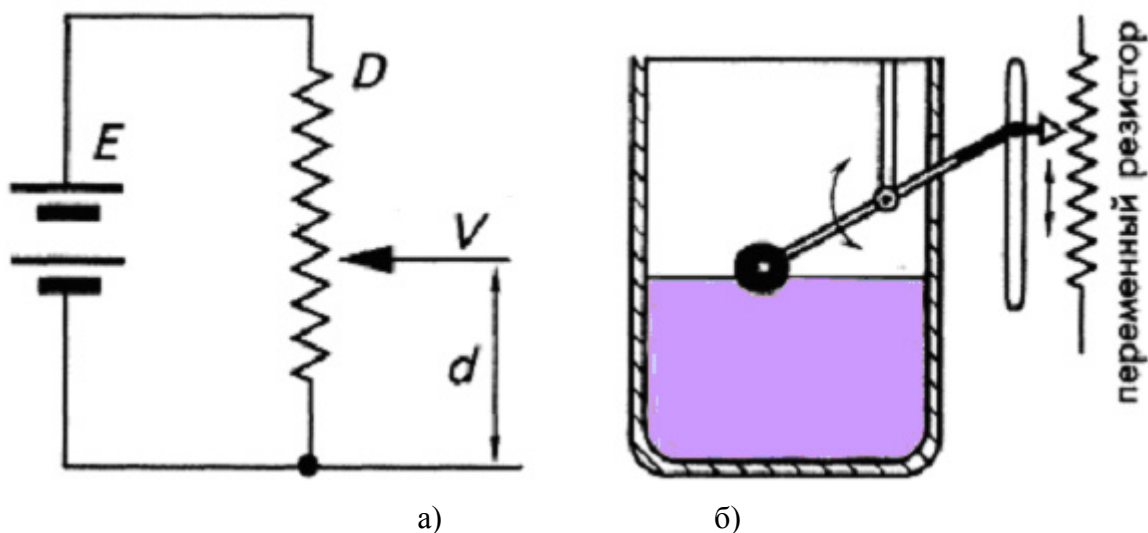


Рис. 5.1. Потенциометрические датчики:
а – датчик положения; б – датчик уровня жидкости с поплавком.

На [рисунке 5.1, а](#)) показана принципиальная схема потенциометрического датчика перемещений. На практике процедуру измерения сопротивления заменяют процедурой определения падения напряжения на этом сопротивлении, которое для линейного потенциометра всегда пропорционально величине перемещения d :

$$V = E \frac{d}{D} \quad (5.1)$$

где D – величина максимально возможного перемещения, а E – напряжение, приложенное к потенциометру (сигнал возбуждения). Здесь предполагается, что интерфейсная схема не создает никакой нагрузки. При невыполнении этого условия нарушается линейность зависимости между положением ползунка и выходным напряжением. В дополнение к этому выходной сигнал пропорционален напряжению возбуждения, которое, если не является стабилизированным, может быть источником существенных погрешностей. Также следует отметить, что поскольку сопротивление потенциометра не входит в уравнение (5.1), датчики данного типа являются относительными устройствами. Это означает, что их стабильность (например, в широком температурном диапазоне) практически не влияет на точность измерений. В маломощных датчиках желательно использовать высокоимпедансные потенциометры, однако при этом необходимо учитывать влияние подключаемой нагрузки. Поэтому часто на выходе таких схем приходится ставить повторители напряжений. Подвижный контакт потенциометра обычно электрически изолирован от чувствительной оси.

Потенциометрический датчик, показанный на [рисунке 5.2, а](#)), имеет следующий недостаток. Подвижный контакт, двигаясь вдоль обмотки, может переключать то один, то два витка переменного резистора, что приводит к неравномерности шагов выходного напряжения или

переменной разрешающей способности (рис. 5.2, б). Поэтому при использовании проволочного потенциометра из N витков можно говорить только о среднем разрешении η :

$$\eta = \frac{100}{N} \% \quad (5.2)$$

Объект затрачивает усилия для перемещения ползунка потенциометра, затраченная энергия выделяется в форме тепла. Как правило, проволочные потенциометры изготавливаются из тонкого провода диаметром порядка 0.01 мм. Хороший потенциометр обеспечивает среднюю разрешающую способность около 0.1% от полной шкалы измерения, в то время как разрешение высококачественного пленочного потенциометра ограничивается только неоднородностью резистивного материала и шумовым порогом интерфейсной схемы. Потенциометры с непрерывным разрешением изготавливаются из проводящей пластмассы, углеродных пленок, металлических пленок или смеси металла и керамики, известной под названием *кермет*. Подвижные контакты прецизионных потенциометров изготавливаются из качественных сплавов металлов. Многооборотные угловые потенциометры измеряют перемещения в диапазоне $10^\circ \dots 3000^\circ$. Большинству потенциометров присущи следующие недостатки:

- Значительная механическая нагрузка (трение).
- Необходимость обеспечения механического контакта с объектом.
- Низкое быстродействие.
- Трение и напряжение возбуждения, приводящие к нагреву потенциометра.
- Низкая устойчивость к факторам окружающей среды.

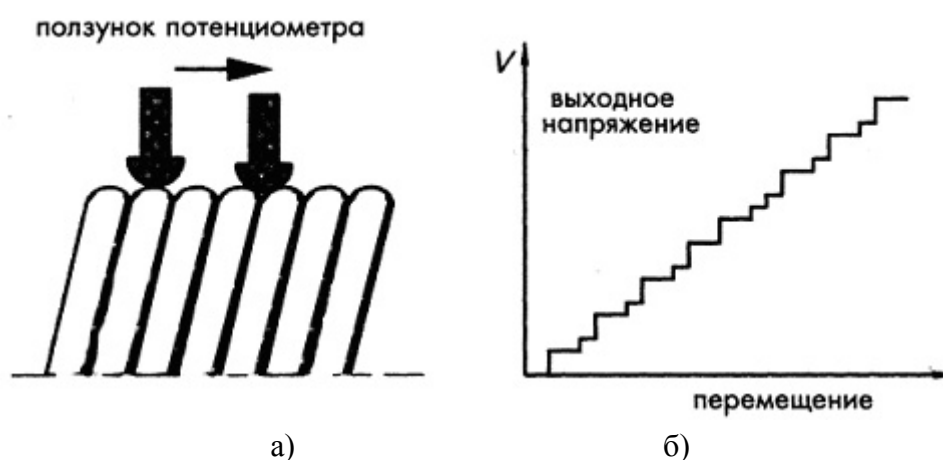


Рис. 5.2. Недостатки проволочных потенциометров:
а – ползунок потенциометра может переключать одновременно два витка;
б – неравномерность шагов напряжения.

5.1.2. Емкостные датчики

Емкостные датчики перемещений имеют широкую сферу применения. Они могут использоваться как самостоятельно для определения положения и перемещения объектов, так и входить в состав других датчиков, в которых перемещения отдельных элементов вызываются воздействием на них различных сил, давления, температуры и т.д. Поскольку емкостные датчики могут измерять перемещения объектов, изготовленных практически из любых материалов, они применяются повсеместно.

Емкость плоского конденсатора обратно пропорциональна расстоянию между пластинами. Принцип действия емкостных датчиков основывается либо на изменении геометрии конденсатора

(т.е. на изменении расстояния между пластинами), либо на изменении емкости за счет размещения между пластинами различных материалов: электропроводных или диэлектрических. Изменения емкости, как правило, преобразуются в переменный электрический сигнал. Емкостные датчики могут быть однополярными (в их состав входит только один конденсатор), дифференциальными (в их состав входят два конденсатора) или мостовыми (здесь уже используются четыре конденсатора). В случае дифференциальных или мостовых датчиков, один или два конденсатора являются либо постоянными, либо переменными, включенными навстречу друг другу.

В примере, показанном на [рисунке 5.3](#), рассматриваются три пластины одинаковой площади A . Эти пластины формируют два конденсатора C_1 и C_2 . На две крайние пластины подаются синусоидальные сигналы одинаковой амплитуды, но с разностью фаз, равной 180° . Поскольку оба конденсатора являются одинаковыми, токи через них взаимно уничтожают друг друга, и потенциал центральной пластины практически равен нулю ([рис. 5.3, а](#)). Теперь рассмотрим ситуацию, когда центральная пластина сместилась вниз на расстояние x ([рис. 5.3, б](#)). Это приведет к изменению емкостей конденсаторов C_1 и C_2 :

$$C_1 = \frac{\epsilon A}{x + x_0}, C_2 = \frac{\epsilon A}{x - x_0} \quad (5.3)$$

При этом амплитуда сигнала на центральной пластине будет пропорциональна величине перемещения x , а фаза – направлению движения. Амплитуду выходного сигнала можно найти из выражения:

$$V_{out} = V_0 \left(-\frac{x}{x + x_0} + \frac{\Delta C}{C} \right) \quad (5.4)$$

При выполнении условия $x \ll x_0$, выходное напряжение практически линейно зависит от перемещения. Второй член суммы соответствует исходному рассогласованию двух конденсаторов и является основной причиной возникновения напряжения смещения выходного сигнала. Краевые эффекты на концах пластин и действие электростатических сил также относятся к причинам появления напряжения смещения. В результате действия силы притяжения или отталкивания между двумя заряженными пластинами они ведут себя как пружины.

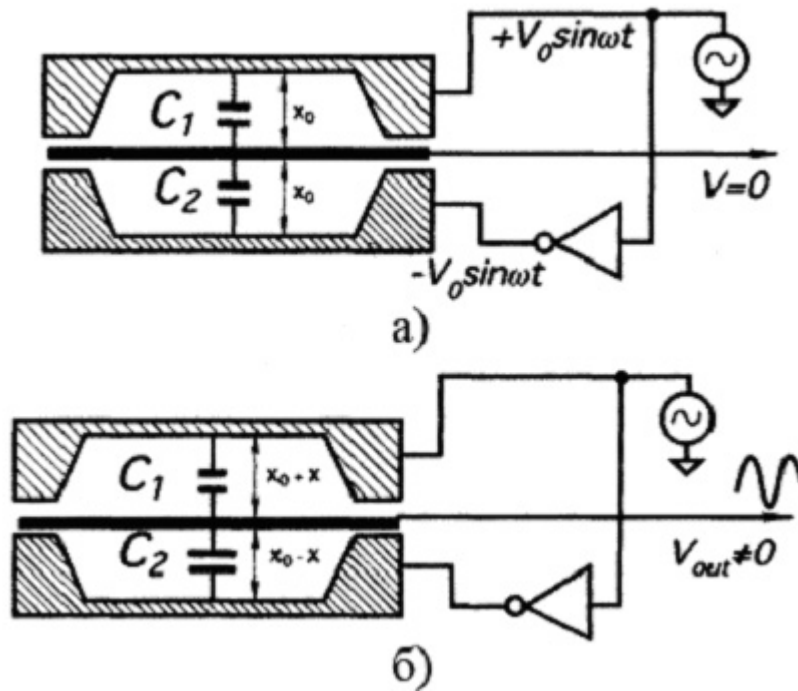


Рис. 5.3. Принцип действия емкостного датчика с плоскими пластинами:
 а – уравновешенное состояние;
 б – неуравновешенное состояние.

Мгновенное значение этой силы определяется выражением:

$$F = -\frac{1}{2} \frac{CV^2}{x + x_0} \quad (5.5)$$

На практике при измерении перемещения электропроводного объекта, его поверхность часто играет роль пластины конденсатора. На [рис.5.4](#) показана принципиальная схема однополярного емкостного датчика, в котором одна из пластин конденсатора соединена с центральным проводником коаксиального кабеля, а другой пластиной является сам объект. Отметим, что собственная пластина датчика окружается заземленным экраном, что позволяет улучшать линейность и уменьшать краевые эффекты. Типовой емкостной датчик работает на частотах до 3 МГц и может детектировать перемещения быстро движущихся объектов. Частотные характеристики такого датчика со встроенным электронным интерфейсом лежат в диапазоне 40 кГц. Емкостные датчики приближения очень эффективны при работе с электропроводными объектами, при этом они измеряют емкость между электродом и самим объектом. Емкостные датчики также достаточно хорошо работают и с непроводящими объектами, но при этом их точность несколько ухудшается. Любой объект, попадающий в окрестность электрода, обладает своими собственными диэлектрическими свойствами, которые изменяют емкость между электродом и корпусом датчика, что, в свою очередь, приводит к появлению выходного сигнала, пропорционального расстоянию между объектом и детектором.

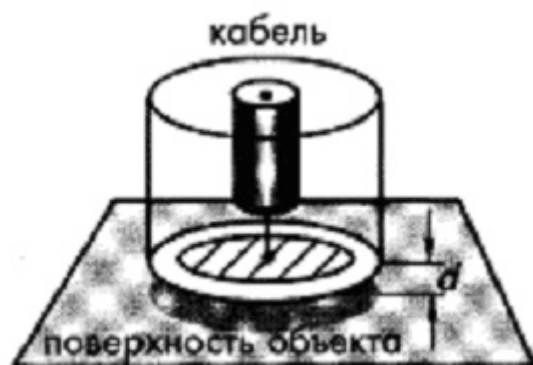


Рис.5.4. Емкостной датчик с экранирующим кольцом.

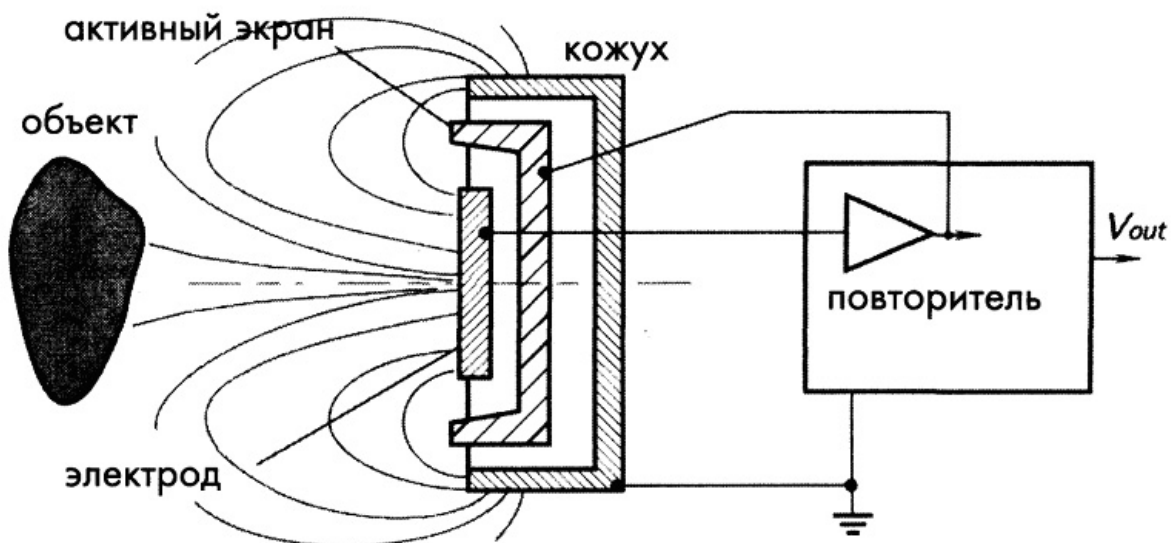


Рис. 5.5. Емкостной датчик, измеряющий расстояние до объекта, с активным экраном вокруг электрода.

Для повышения чувствительности и снижения краевых эффектов в однополярном емкостном датчике применяют активное экранирование. При этом экран размещается вокруг нерабочих сторон электрода и на него подается напряжение, равное напряжению на электроде. Поскольку напряжения на экране и электроде имеют одинаковые амплитуды и фазы, между ними нет электрического поля, и все компоненты, расположенные за экраном не оказывают никакого влияния на работу датчика. Этот метод экранирования проиллюстрирован на [рисунке 5.5](#).

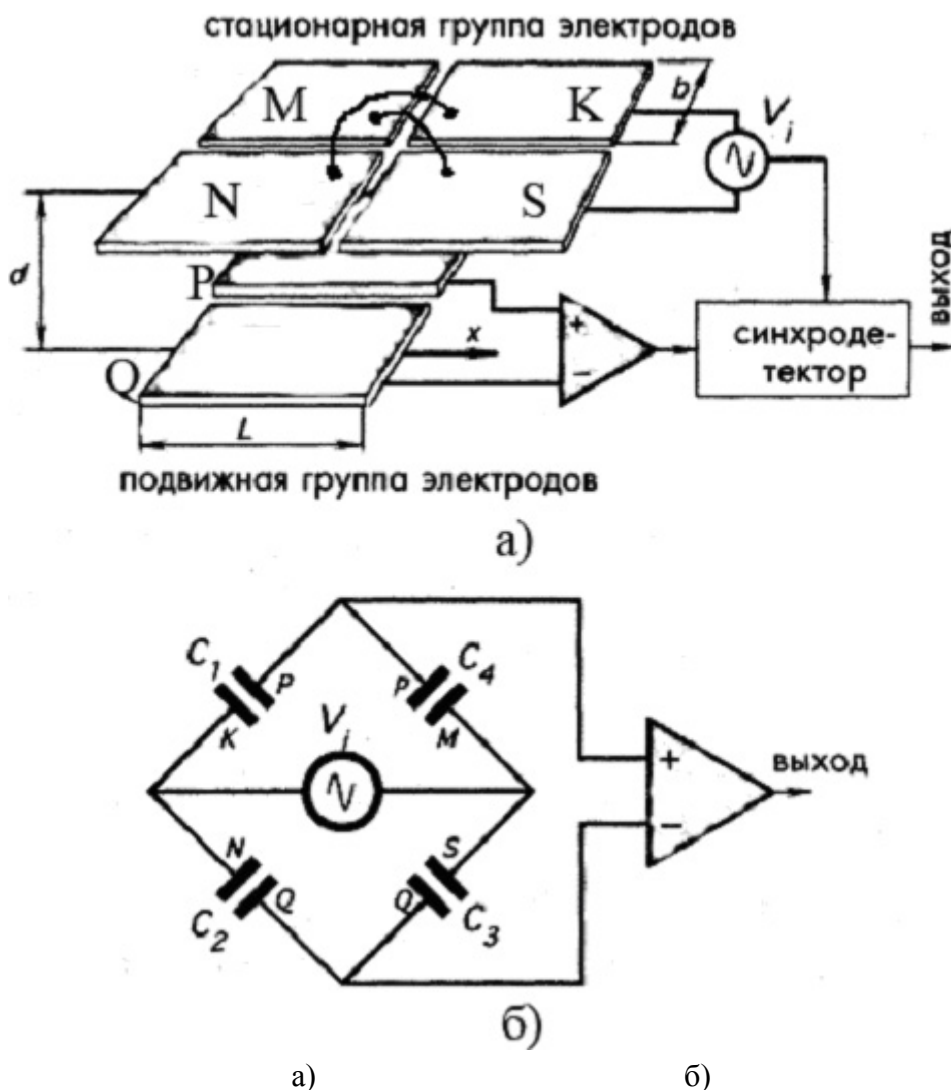


Рис. 5.6. Емкостной датчик мостового типа с параллельными пластинами: а – устройство групп электродов; б – эквивалентная схема.

В последние годы очень популярными стали мостовые емкостные датчики перемещений. На [рисунке 5.6, а](#)) показан линейный мостовой емкостной датчик перемещений, состоящий из двух групп плоских электродов, расположенных параллельно на фиксированном расстоянии d . Для увеличения емкости расстояние между электродами делается достаточно маленьким. Стационарная группа электродов состоит из четырех прямоугольных элементов, а подвижная группа – из двух. Все шесть элементов имеют одинаковые размеры (размер боковой стороны равен b).

Для увеличения диапазона линейности желательно делать размер каждого элемента как можно больше (здесь, как правило, начинают сказываться ограничения по механической прочности). Четыре электрода стационарной группы перекрестно соединены друг с другом электрическими проводами, что делается для формирования емкостной схемы мостового типа.

На мостовую схему подается синусоидальное напряжение с частотой 5...50 кГц. Дифференциальный усилитель усиливает разность напряжений между парой электродов в подвижной группе. Выходной сигнал усилителя поступает на вход синхронного детектора. Емкость конденсатора, сформированного двумя параллельными пластинами, расположенными на фиксированном расстоянии друг от друга, пропорциональна площади части подвижной пластины, расположенной напротив соответствующей области стационарной пластины. На [рисунке 5.6, б\)](#)

показана эквивалентная схема датчика перемещений с конфигурацией емкостного моста.

Величина конденсатора C_1 определяется выражением:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 b}{d} \left(\frac{L}{2} + x \right) \quad (5.6)$$

Остальные значения емкостей вычисляются по аналогичным уравнениям. Отметим, что емкости конденсаторов, расположенных напротив друг друга, приблизительно равны между собой:

$C_1 = C_3$, а $C_2 = C_4$. Нарушение симметричности расположения пластин приводит к разбалансу моста и появлению сигнала на выходе дифференциального усилителя. Емкостная мостовая схема обладает всеми достоинствами, присущими любой мостовой схеме: линейностью и высокой помехозащищенностью. Подобные датчики могут быть реализованы не только с плоскими электродами. Такой метод построения датчиков применим к любым симметричным конфигурациям (например, для построения детекторов вращательного движения).

5.1.3. Индуктивные и магнитные датчики

Одним из основных достоинств магнитных датчиков перемещений является то, что магнитное поле может проникать через все немагнитные материалы без потери точности определения расстояния до объекта. Это означает, что какой бы ни была преграда между датчиком и объектом: из нержавеющей стали, алюминия, латуни, меди, пластмассы, камня или дерева – расстояние между ними будет определено практически мгновенно. Другое достоинство магнитных датчиков заключается в том, что они могут работать в суровых условиях окружающей среды и им не страшна коррозия, поскольку и детекторы, и объекты при необходимости покрывают инертными материалами, не оказывающими никакого влияния на магнитные поля.

Линейно-регулируемые дифференциальные трансформаторы (ЛРДТ) и поворотнo-регулируемые дифференциальные трансформаторы (ПРДТ)

Некоторые датчики положения и перемещений используют принцип электромагнитной индукции. При движении объекта между двумя катушками меняется магнитный поток. Это изменение потока может быть преобразовано в напряжение. Индуктивные датчики, в которых для изменения сопротивления магнитного контура используются различные ферромагнитные материалы, называются преобразователями магнитного сопротивления. Индукционный преобразователь, как правило, состоит из двух катушек: первичной и вторичной. На первичную катушку подается переменное опорное напряжение V_{ref} , индуцирующее переменное напряжение V_{out} во вторичной катушке (рис. 5.7). Амплитуда V_{out} зависит от величины потокосцепления между двумя катушками. Существует два способа изменения потокосцепления. Один из них – перемещение объекта, изготовленного из ферромагнитного материала, внутри магнитного контура. Это приводит к изменению магнитного сопротивления между катушками, что, в свою очередь, вызывает изменение потокосцепления. На этом принципе реализуются [ЛРДТ](#), [ПРДТ](#) и индуктивные датчики приближения. Другой метод заключается в физическом перемещении одной катушки относительно другой.

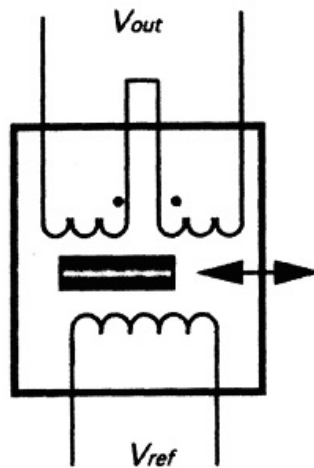


Рис. 5.7. Принципиальная схема ЛРДТ.

ЛРДТ – это трансформатор с механически управляемым сердечником. На его первичную обмотку подается синусоидальное напряжение постоянной амплитуды. Применение синусоидального сигнала позволяет избавиться от паразитных гармоник. На вторичных обмотках индуцируется переменное напряжение. В цилиндрическое отверстие между катушками вставляется сердечник из ферромагнитного материала. При этом сердечник не касается обмоток. Две вторичные обмотки включены в противофазе. Когда сердечник расположен в центре трансформатора, выходные сигналы вторичных катушек взаимно уничтожают друг друга, поэтому на выходе трансформатора нет никакого напряжения. Перемещение сердечника в сторону от центрального положения приводит к изменению магнитных потоков во вторичных обмотках. В результате возникшего разбаланса появляется выходное напряжение. Изменение магнитных потоков происходит за счет изменения магнитных сопротивлений пространства между катушками. Из всего вышесказанного следует, что величина потокосцепления определяется осевым положением сердечника. В линейной рабочей области в стационарном режиме амплитуда индуцированного сигнала пропорциональна смещению сердечника.

Поэтому выходное напряжение может служить мерой перемещения. Выходной сигнал [ЛРДТ](#) не только показывает величину перемещения, но и его направление. Направление перемещения определяется фазовым углом между опорным и выходным напряжением. Опорное напряжение вырабатывается стабилизированным генератором. На [рисунке 5.8](#) показан ЛРДТ, соединенный с синхронным демодулятором, используемым для выпрямления синусоидального сигнала и представления его в виде выходного постоянного напряжения. Синхронный демодулятор состоит из аналогового мультиплексора и детектора пересечения нулевого уровня, преобразующего синусоидальный сигнал в прямоугольные импульсы, управляющие мультиплексором. Фаза сигнала детектора настраивается так, чтобы при нахождении сердечника в центральном положении выходное напряжение равнялось нулю. Выходной усилитель преобразует выходной сигнал к виду, совместимому с последующими схемами. Величина напряжения на выходе устройства соответствует расстоянию от сердечника до центральной точки, а его знак – направлению смещения.

Для точного определения величины перемещений частота генератора должна быть, по крайней мере, на порядок выше максимальной частоты движения. При медленно меняющихся процессах стабилизированный генератор можно заменить подсоединением к сети, частота которой равна либо 60, либо 50 Гц.

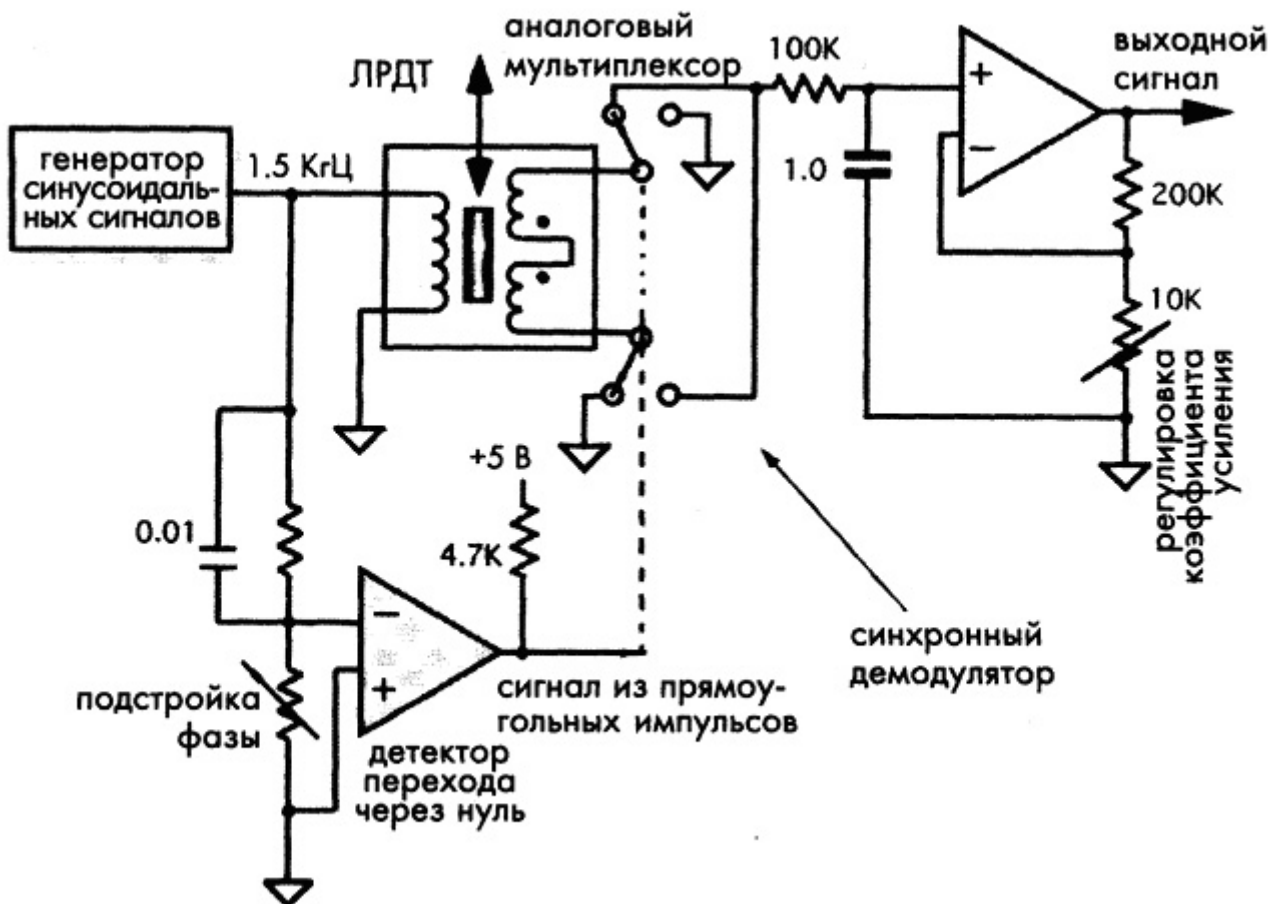


Рис. 5.8. Упрощенная схема датчика перемещений на основе ЛРДТ с интерфейсом .

ЛРДТ и ПРДТ обладают следующими достоинствами:

- Датчики, реализованные на их основе, являются бесконтактными устройствами, с практически нулевыми потерями на трение.
- Незначительным гистерезисом как магнитным, так и механическим.
- Очень низким выходными импедансом.
- Высокой помехоустойчивостью.
- Прочной и надежной конструкцией.
- Очень высокой разрешающей способностью.

Примером датчиков перемещений на основе ЛРДТ является так называемая *измерительная головка*, применяемая во многих видах тестового оборудования. В таких системах внутренний сердечник ЛРДТ подвешен на пружине, возвращающей измерительную головку в исходное положение.

ПРДТ работают на том же принципе, что и ЛРДТ, за исключением того, что в них используются вращающиеся сердечники. Основное применение ПРДТ – измерение угловых перемещений. Линейный диапазон измерений таких датчиков составляет порядка $\pm 40^\circ$ с погрешностью нелинейности около 1%.

Вихревые датчики.

На [рисунке 5.9, а](#)) показан датчик, состоящий из двух катушек, использующий вихревые токи для детектирования приближения объектов из немагнитных, но проводящих материалов. Одна из

катушек является эталонной, а другая – чувствительной, реагирующей на вихревые токи, индуцируемые в проводящем объекте. Вихревые (круговые) токи формируют магнитное поле, направленное навстречу полю чувствительной катушки, приводящее к разбалансу между двумя катушками. Чем ближе объект придвигается к катушке, тем больше изменяется магнитное сопротивление. Толщина слоя, в котором циркулируют вихревые токи, определяется следующим выражением:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (5.7)$$

где f – частота, а σ – удельная проводимость объекта. Для эффективной работы датчика толщина объекта должна быть больше величины δ . Очевидно, что вихретоковые детекторы не следует применять для работы с металлизированными пленками и фольгой. Обычно зависимость между импедансом катушки и расстоянием до объекта x является нелинейной и чувствительной к температуре. Диапазон рабочих частот вихретоковых детекторов лежит в диапазоне 50 кГц... 10 МГц.

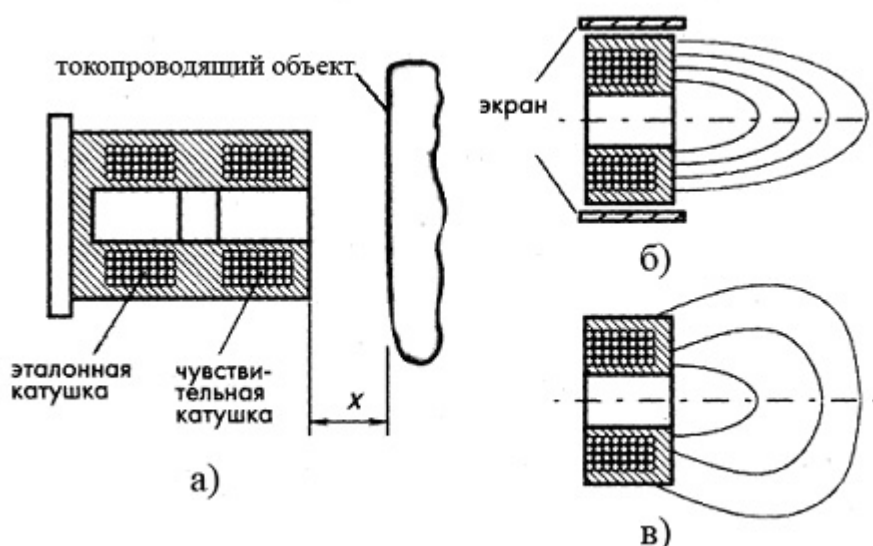


Рис. 5.9. Вихретоковые датчики:
 а – электромагнитный датчик приближения;
 б – экранированный датчик;
 в – неэкранированный датчик.

На [рисунке 5.9. б,в](#)) показаны две конфигурации вихретоковых датчиков: с экранированием и без. В состав экранированного датчика входит металлический кожух вокруг ферритового сердечника и катушек. Он фокусирует электромагнитное поле на переднюю часть датчика. Это позволяет встраивать датчики такого типа в металлические структуры без изменения диапазона измерений. Неэкранированный датчик обладает чувствительностью к перемещению не только с переднего конца, но и с боковых сторон. Поэтому диапазон измерения неэкранированного датчика несколько выше, чем у экранированного точно такого же диаметра. Для корректной работы в окружении неэкранированного датчика не должно быть металлических объектов.

Вихретоковые датчики могут не только определять положение объектов, но также измерять толщину материалов, толщину непроводящих покрытий, удельную проводимость и дефекты в изделиях. Дефектоскопия – это наиболее популярная область применения датчиков данного типа. В некоторых случаях используются не две, а большее число катушек: одна часть из них имеет

очень маленький диаметр (2–3 мм), а другая – довольно большой (25 мм). Некоторые производители изготавливают вихретоковые детекторы с уникальными характеристиками под конкретные заказы. Главное достоинство таких электромагнитных детекторов заключается в том, что они не нуждаются в магнитных материалах и за счет этого могут работать достаточно эффективно при высоких температурах (значительно превышающих температуру Кюри для магнитных материалов), поэтому они часто применяются для измерения уровней расплавленных металлов и других проводящих жидкостей. Другое достоинство вихретоковых датчиков – отсутствие механической связи с объектом, поэтому нагрузка практически никак не влияет на их работу.

Поперечный индуктивный датчик

Другое устройство для определения положения объекта называется *поперечным индуктивным датчиком приближения*. Этот датчик применяется для измерения сравнительно небольших перемещений объектов из ферромагнитных материалов. Как следует из названия, такой детектор определяет расстояние до объекта, оказывающего влияние на магнитное поле в катушке. Индуктивность катушки измеряется при помощи внешней электронной схемы ([рис. 5.10](#)).

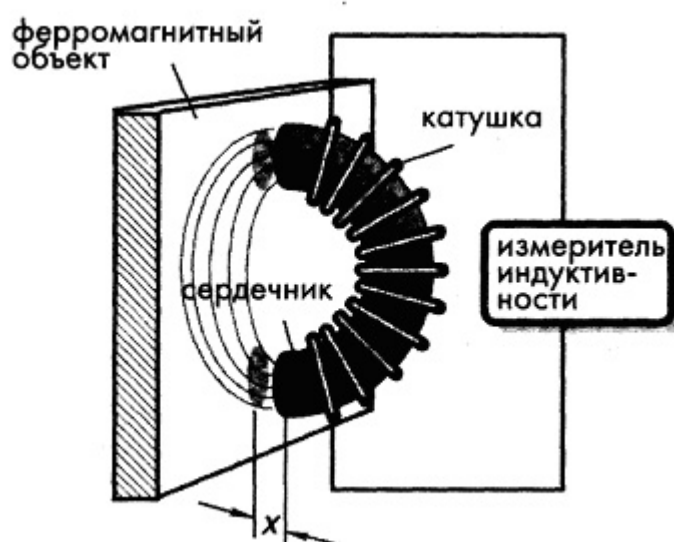


Рис. 5.10. Поперечный индуктивный датчик приближения.

Принцип действия такого преобразователя основан на явлении самоиндукции. При попадании ферромагнитного объекта в окрестность датчика приближения, его магнитное поле изменяется, что приводит к изменению индуктивности катушки. Поскольку взаимодействие с объектом осуществляется только через магнитное поле, этот преобразователь является бесконтактным устройством, что является несомненным его достоинством. К недостаткам таких датчиков относится то, что они могут работать только с ферромагнитными объектами и измерять лишь небольшие расстояния.

5.1.4. Решетчатые оптические датчики

Оптический датчик перемещения может быть изготовлен на основе двух перекрывающихся решеток, играющих роль модулятора интенсивности света ([рис. 5.11, а](#)). Излучение от эталонной лампы сначала попадает на первую стационарную решетку, которая пропускает на вторую подвижную решетку только 50% света. Когда непрозрачные полосы подвижной решетки точно

совмещаются с пропускающими зонами стационарной решетки, путь свету будет полностью перекрыт.

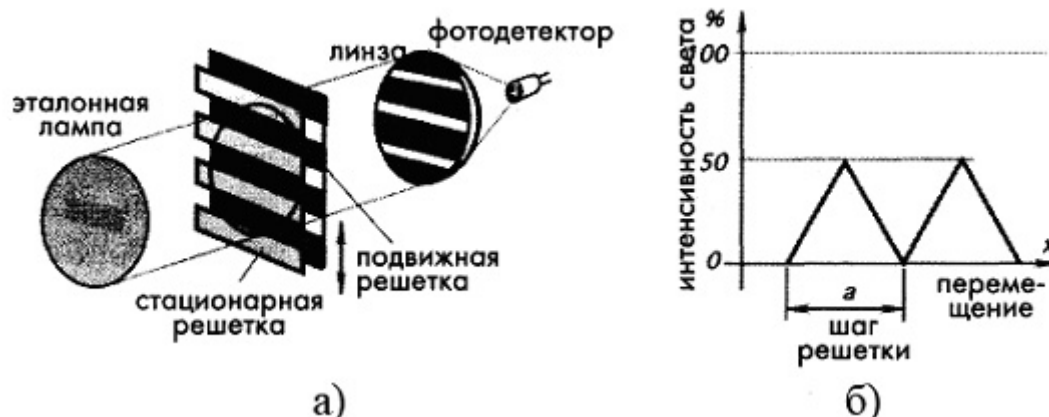


Рис. 5.11. Оптический датчик перемещений с решетчатым модулятором света:
а – принципиальная схема;
б – передаточная функция.

Следовательно, такая комбинация решеток позволяет модулировать интенсивность выходящего пучка света от 0 до 50% интенсивности эталонной лампы ([рис. 5.11, б](#)). Прошедший через решетки свет фокусируется на чувствительную поверхность фотодетектора, который преобразует его в электрический ток.

Максимальное измеряемое перемещение определяется размерами непрозрачного и пустого секторов решеток. Всегда необходимо выбирать компромисс между динамическим диапазоном модулятора и его чувствительностью, поскольку чем больше шаг решетки (больше размеры прозрачных и непрозрачных секторов), тем ниже чувствительность, но шире интервал измерений. Для повышения чувствительности желательно делать шаг решетки как можно меньше, чтобы самые незначительные перемещения решетки приводили к существенному изменению выходного сигнала. Этот тип модулятора используется в гидрофонах для определения перемещений диафрагмы. При шаге решетки 10 мкм максимальное измеряемое перемещение составляет 5 мкм. В качестве источника света используется 2-х мВт *He-Ne* лазер, излучение которого через оптоволоконный световод подается на решетку. Тестирование показало, что чувствительность такого гидрофона составляет 1 мкПа в динамическом диапазоне 125 дБ, а рабочий интервал частот – порядка 1 кГц.

Принцип модуляции света при помощи решеток используется в очень популярных поворотных или линейных кодирующих устройствах, в которых в подвижной маске (обычно изготовленной в виде диска) формируются прозрачные и непрозрачные участки ([рис. 5.12](#)).

Диск в данном случае выполняет роль прерывателя световых лучей оптопары. Когда непрозрачный участок диска перекрывает путь лучу, на выходе детектора устанавливается нулевой уровень сигнала. При прохождении луча через прозрачную зону выходной сигнал детектора равен единице. Оптические кодировщики часто используют ИК излучатели и детекторы, работающие в спектральном диапазоне 820...940 нм. Диски обычно изготавливаются из многослойной пластмассы, а непрозрачные участки на них формируются фотографическим методом. Такие диски имеют низкий вес, малую инерционность, небольшую стоимость, а также обладают устойчивостью к ударам и вибрациям. Для расширения температурного диапазона диски изготавливают из металла, тогда рисунок в них выполняется по технологии травления.

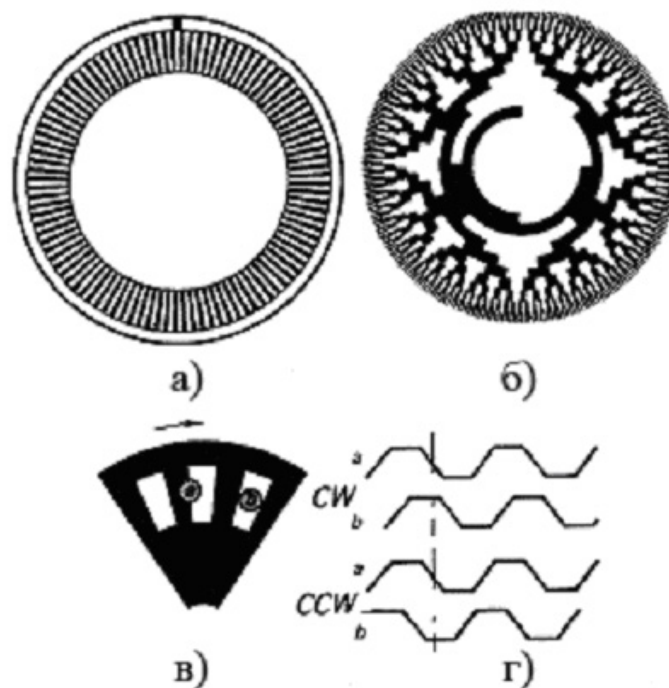


Рис. 5.12. Диски оптических шифраторов перемещений:

а – дискретных; б – абсолютных;
 в, г – при вращении диска по часовой стрелке (CW) сигнал *a* опережает сигнал *b* на 90° ;
 при вращении против часовой стрелки (CCW) – сигнал *a* отстает от *b* на 90° .

Существует два типа кодирующих дисков: дискретных и абсолютных перемещений. В первом случае импульсы вырабатываются при повороте диска на фиксированную величину угла (шаг), во втором случае угловое перемещение задается комбинацией прозрачных и непрозрачных секторов, расположенных по радиусу диска. Обычно рисунок диска абсолютных перемещений соответствует конкретному цифровому коду. Чаще других используется [код Грея](#), двоичный и двоично-десятичный код.

Поскольку диски первого типа имеют более простую конструкцию, а значит, и меньшую стоимость, они и получили более широкое распространение в кодирующих системах. В шифраторах дискретных перемещений достаточно использовать только один оптический канал (пару излучатель детектор). Если необходимо определять и скорость угловых перемещений, и их направление, требуются два оптических канала. Для этого чаще других применяется квадратурный метод детектирования, когда определяется фазовый сдвиг между выходными сигналами двух оптических каналов, по знаку которого можно судить о направлении движения, а по величине – о скорости и перемещении ([рис. 5.12, в, г](#)).

5.2. Датчики скоростей и ускорений

5.2.1. Общие сведения

Ускорение – динамическая характеристика объекта. Согласно второму закону Ньютона оно возникает только после приложения к объекту какой-либо силы. Перемещение объекта, его скорость и ускорение являются взаимосвязанными физическими величинами: скорость – это первая производная от перемещения, ускорение – его вторая производная. Однако взять производную сильно зашумленного сигнала практически невозможно, поскольку это приводит к возникновению очень больших погрешностей даже при использовании очень сложных схем обработки. Поэтому скорость и ускорение объектов нельзя определять по данным, полученным

при помощи детекторов перемещений, и для этого необходимо применять специальные схемы. Как правило, в низкочастотной области (в полосе частот порядка 1 Гц) довольно хорошую точность измерений обеспечивают датчики положения и перемещения объектов. В зоне средних частот (менее 1 кГц) уже предпочтительнее использовать датчики скорости. Тогда как на высоких частотах, когда перемещения соизмеримы с уровнем шума, применяются датчики ускорения.

Скорость движения может быть либо угловой, либо линейной. Она показывает насколько быстро объект движется по прямой линии или насколько быстро он вращается. Измерение скорости зависит от размеров объекта и может выражаться, например, в мм/с или км/час. В настоящее время разработана глобальная система навигации (GPS), позволяющая определять скорость и положение крупных объектов, таких как наземные и морские транспортные средства, при помощи радиосигналов от большого количества спутников, вращающихся вокруг Земли. Определение скорости и положения таких объектов вычисляется по временным задержкам между сигналами, полученными от разных спутников. Для меньших объектов и меньших расстояний спутниковые системы не подходят. Здесь, как правило, применяется метод сравнения с эталонными величинами. Принцип действия таких детекторов часто основан на измерении перемещений объекта относительно некоторого эталонного объекта, который часто входит в состав самого детектора. Поэтому чувствительный элемент, реагирующий на перемещение объекта, является одним из компонентов многих датчиков скорости и ускорения. Иногда таких элементов в составе датчиков скорости и акселерометров нет, поскольку они сами преобразуют свое движение в электрические сигналы. Например, в соответствии с законом Фарадея, магнит,двигающийся в катушке индуктивности, приводит к возникновению в ней напряжения. Это напряжение пропорционально скорости движения магнита и индукции магнитного поля. Линейные датчики скорости построены на этом принципе магнитной индукции.

5.2.2. Индуктивные датчики скорости

В состав индуктивных датчиков скорости входит постоянный магнит и катушка индуктивности определенной формы. Выходное напряжение на катушке прямо пропорционально относительной скорости магнита в пределах рабочей зоны.

В датчиках скорости оба конца магнита находятся внутри катушки. При такой конструкции на выходе катушки будет всегда нулевое напряжение, поскольку напряжения, индуцируемые разными концами магнита будут взаимно уничтожать друг друга. Чтобы этого не происходило, катушка делится на две части. Северный полюс магнита индуцирует ток в одной половине катушки, а южный – в другой ([рис. 5.13](#)). Обе катушки подключены последовательно друг с другом, но в противоположных направлениях. Выходной сигнал такого устройства пропорционален скорости движения магнита. Максимальное значение измеряемой скорости определяется в основном входными цепями интерфейсной электронной схемы, а минимальное – уровнем шума, особенно от расположенных рядом мощных устройств переменного тока. Такие датчики очень похожи на детекторы положения на основе ЛРДТ, описанные в [разделе 5.1.3](#) этой главы, за исключением того, что ЛРДТ с подвижным ферромагнитным сердечником относится к активным устройствам, в то время как сенсоры скорости являются пассивными. Это означает, что они сами по себе являются генераторами тока и им для работы не требуется сигнал возбуждения. Очевидно, что линейные датчики скорости детектируют скорость в пределах расстояния, ограниченного их размерами, поэтому они в основном используются для измерения скорости вибраций. Угловой датчик скорости, реализованный на этом же принципе, непрерывно измеряет скорость вращения, т.к. в нем нет ограничений на количество оборотов.

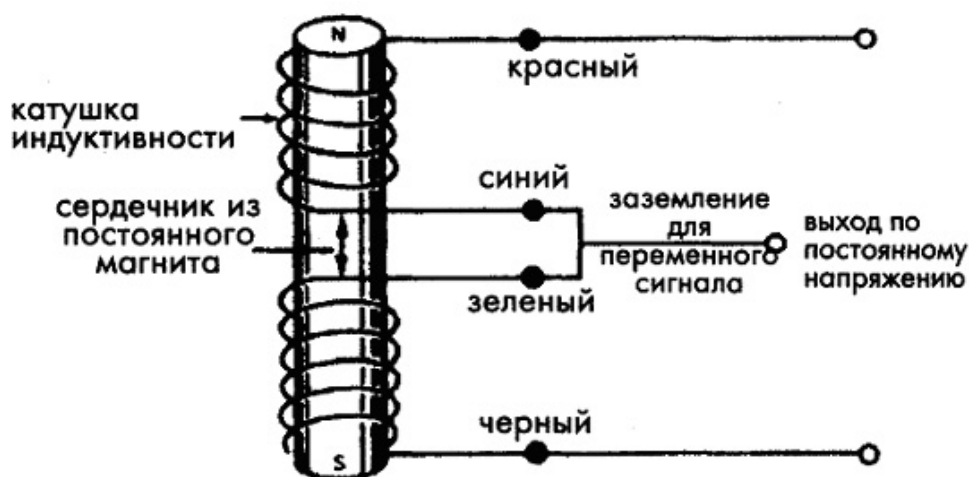


Рис. 5.13. Принцип действия электромагнитного датчика скорости.

5.2.3. Емкостные акселерометры

В состав всех [акселерометров](#) входит специальный элемент, называемый *инерционной массой*, движение которого отстает от движения корпуса. И независимо от конструкции датчика ускорений его основная цель заключается в детектировании перемещения этой массы относительно корпуса устройства и преобразовании его в пропорциональный электрический сигнал. Поэтому другой составной частью всех акселерометров является детектор перемещений, способный измерять микроскопические амплитуды вибрационных колебаний или линейных ускорений. Емкостной метод преобразования перемещений в электрический сигнал является самым проверенным и надежным. Емкостной датчик ускорений состоит, по крайней мере, из двух пластин: стационарной, часто соединенной с корпусом, и свободно перемещающейся внутри корпуса, к которой подсоединена инерционная масса. Эти пластины формируют конденсатор, величина емкости которого зависит от расстояния d между ними, а значит и от ускорения движения, испытываемого датчиком. Максимальное перемещение, определяемое емкостным акселерометром, редко превышает 20 мкм. Следовательно, в таких датчиках всегда необходимо компенсировать дрейф различных параметров, а также подавлять всевозможные помехи. Поэтому обычно акселерометры имеют дифференциальную структуру, для чего в их состав вводится дополнительный конденсатор, емкость которого должна быть близка к емкости основного конденсатора. При этом напряжения на конденсаторы подаются со сдвигом фаз 180° . Тогда величина ускорения датчика будет пропорциональна разности значений емкостей конденсаторов.

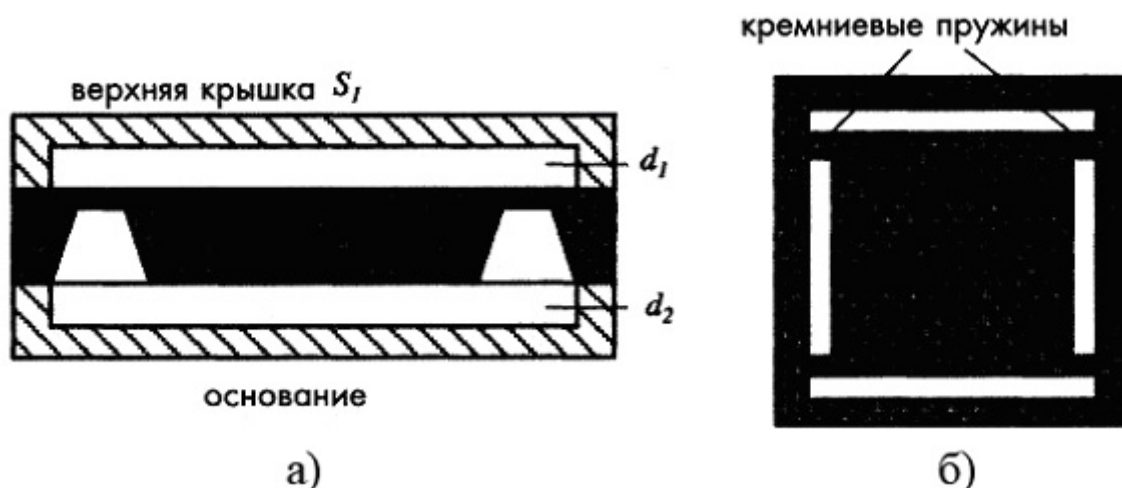


Рис. 5.14. Емкостной акселерометр с дифференциальным конденсатором. а - поперечное

сечение акселерометра;
 б - вид сверху на инерционную массу, поддерживаемую четырьмя кремниевыми пружинами.

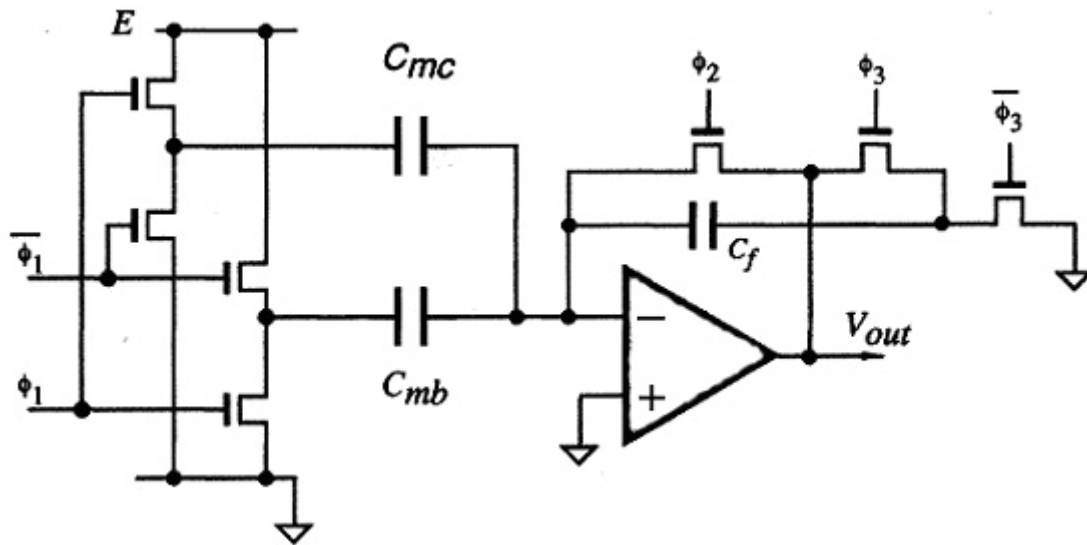


Рис. 5.15. Схема преобразователя емкость-напряжение, реализуемая на одной кремниевой подложке с датчиком.

На [рисунке 5.14, а](#)) показано поперечное сечение емкостного дифференциального акселерометра, в котором инерционная масса расположена между верхней крышкой и основанием. Масса поддерживается четырьмя кремниевыми пружинами ([рис. 5.14, б](#)). Верхняя крышка и основание отделены от массы расстояниями d_1 и d_2 . Все три элемента изготовлены методами микротехнологий на одной кремниевой подложке. На [рисунке 5.15](#) показана упрощенная схема преобразователя емкость-напряжение.

Площадь пластины конденсатора C_{mc} , образованного массой и верхним электродом, равна S_1 , а площадь пластины второго конденсатора C_{mb} , образованного массой и основанием – S_2 . При движении массы по направлению к верхнему электроду расстояние d_1 уменьшается на A , а расстояние d_2 увеличивается на ту же самую величину. Значение A равно механической силе F_m , действующей на массу, деленной на коэффициент упругости k кремниевой пружины:

$$A = \frac{F_m}{k} \quad (5.8)$$

Строго говоря, эквивалентная схема акселерометра справедлива только тогда, когда на положение массы не влияют электростатические силы (т.е. когда емкость конденсаторов линейно зависит от F_m). Акселерометр стоит на входе управляемого суммирующего усилителя, выходное напряжение которого зависит от значений конденсаторов и, следовательно, от силы:

$$V_{out} = 2E \frac{C_{mc} - C_{mb}}{C_f} \quad (5.9)$$

Уравнение (5.9) справедливо только при малых изменениях емкостей датчика. Выходной сигнал акселерометра также зависит от температуры и рассогласования значений конденсаторов. Рекомендуется проводить калибровку таких датчиков во всем температурном диапазоне и осуществлять соответствующую коррекцию выходного сигнала во время измерений. Другой

эффективный способ повышения стабильности устройства – разработка системы самокалибровки, позволяющей компенсировать влияние электростатических сил, возникающих, когда либо на верхнюю крышку, либо на основание подается высокое напряжение.

5.3. Датчики усилий

5.3.1. Общие сведения

В то время как кинематика изучает статическое положение объектов и их движение, динамика занимается изучением причин этого движения. Классическая механика имеет дело с движущимися объектами, скорость которых значительно ниже скорости света, она исследует взаимодействия макрообъектов, обладающих определенной массой, зарядом, дипольным моментом и т.д. На многие вопросы классической механики в общем виде ответил Исаак Ньютон (1642-1727). Ньютон развил идеи Галилея и других замечательных физиков. Его первый закон звучит следующим образом: «Если на тело не действуют никакие внешние силы, оно будет либо находиться в состоянии покоя, либо двигаться с постоянной скоростью по прямой линии». Часто этот закон называют законом инерции. Этот закон иногда трактуется по-другому: «При отсутствии внешних сил, действующих на тело, его ускорение a равно нулю».

Если сила приложена к свободному телу (не связанному ни с каким другим телом), оно получает ускорение, направление которого совпадает с направлением силы, которая также является векторной величиной. Ньютон обнаружил, что ускорение, полученное телом, всегда прямо пропорционально приложенной силе F и обратно пропорционально массе тела m , которая является скалярной величиной и характеристикой тела:

$$a = \frac{F}{m} \quad (5.10)$$

Выражение (5.10) известно под названием *второго закона Ньютона*. Это название было дано великим швейцарским математиком и физиком Леонардом Эйлером в 1752 году, спустя 65 лет после публикации закона Ньютона. Первый закон является частным случаем второго закона: когда результирующая всех сил, действующих на тело, равна нулю, ускорение тела также равно нулю.

Второй закон Ньютона позволил ввести механические единицы. В системе СИ масса (кг), длина (м) и время (с) являются *основными* единицами, в то время как сила и ускорение – *производными* единицами. Единицу измерения силы назвали *Ньютон*. Сила 1 Н, приложенная к телу массой 1 кг, приводит к появлению ускорения 1 м/с².

В Британской и американской системах единиц основными единицами считаются сила (фунт), длина (фут) и время (с). При этом единица массы определяется как масса, для ускорения которой на 1 фут/с² необходимо приложить силу 1 фунт. Британская единица массы называется *слаг*.

Таблица 5.1. Механические единицы

Система единиц	Сила	Масса	Ускорение
СИ	Ньютон, Н	Килограмм, кг	Метр за секунду в квадрате, м/с ²
Британская	Фунт-сила	Слаг	Метр за секунду в квадрате, Фут/с ²

Третий закон Ньютона устанавливает принцип взаимодействия между двумя телами: *Сила действия равна противодействию или взаимное влияние двух тел друг на друга всегда одинаково, но противоположно направлено.*

На практике часто необходимо знать плотность тела, которая определяется как количество вещества в единице объема. Ее можно выразить через массу m и объем тела V :

$$\rho = \frac{m}{V} \quad (5.11)$$

Единицей измерения плотности в системе СИ является кг/м^3 , а в Британской системе – фунт/фут³. В системе СИ единица измерения силы является одной из фундаментальных физических величин. Измерение сил проводится и при проведении механических исследований, и в гражданском строительстве, и при взвешивании объектов, и при изготовлении протезов и т.д. При определении давления также требуется измерение силы. Считается, что при работе с твердыми объектами измеряется сила, а при работе с жидкостями и газами определяется давление. Это значит, что сила рассматривается тогда, когда действие приложено к конкретной точке, а давление определяется тогда, когда сила распределена по сравнительно большой площади.

Датчики силы можно разделить на два класса: количественные и качественные. Количественные датчики измеряют силу и представляют ее значение в электрических единицах. Примерами таких датчиков являются динамометрические элементы и тензодатчики. Качественные датчики – это *пороговые* устройства, чья функция заключается не в количественном определении значения силы, а в детектировании превышения заданного уровня приложенной силы. Примером таких устройств является клавиатура компьютера, каждая клавиша которой замыкает соответствующий контакт только при нажатии на нее с определенной силой. Качественные датчики часто используются для детектирования движения и положения объектов.

Методы измерения силы можно разделить на следующие группы:

1. Уравновешивание неизвестной силы силой тяжести тела известной массы.
2. Измерение ускорения тела известной массы, к которому приложена неизвестная сила.
3. Уравновешивание неизвестной силы электромагнитной силой.
4. Преобразование силы в давление жидкости и измерение этого давления.
5. Измерение деформации упругого элемента системы, вызванной неизвестной силой.

В современных датчиках наиболее часто применяется 5 метод, а методы 3 и 4 используются сравнительно редко.

В большинстве датчиков не происходит прямого преобразования силы в электрический сигнал. Для этого обычно требуется несколько промежуточных этапов. Поэтому, как правило, датчики силы являются *составными* устройствами. Например, датчик силы часто представляет собой комбинацию преобразователя сила-перемещение и детектора положения (перемещения). Это может быть простая спиральная пружина, уменьшение длины которой x , вызванное приложенной силой сжатия F , будет пропорционально ее коэффициенту упругости:

$$x = \frac{F}{k} \quad (5.12)$$

На [рисунке 5.16, а\)](#) показан датчик, состоящий из пружины и детектора перемещений, реализованного на основе линейно регулируемого дифференциального трансформатора (ЛРДТ). В

линейном диапазоне изменения длины пружины напряжение на выходе ЛРДТ пропорционально приложенной силе. На [рисунке 5.16, б\)](#) представлен еще один вариант датчика силы, состоящий из гофрированной мембраны, заполненной жидкостью и датчика давления. Сила действует непосредственно на гофрированную мембрану, которая распределяет силу на входе по поверхности чувствительного элемента датчика давления и играет роль преобразователя сила-давление.

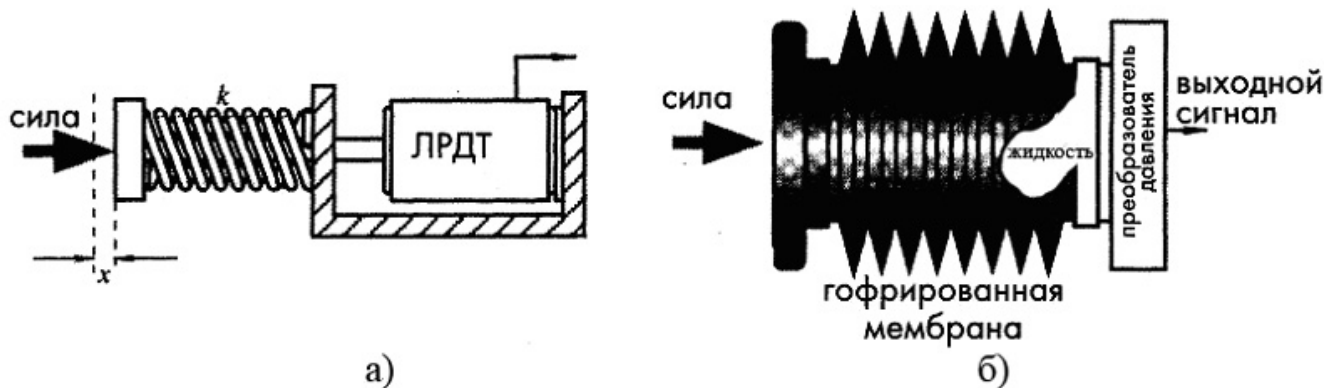


Рис. 5.16. Датчики силы:
 а – датчик с нагружаемой пружиной и ЛРДТ;
 б – датчик силы на основе преобразователя давления.

5.3.2. Тензодатчики

Тензодатчик – это эластичный резистивный чувствительный элемент, сопротивление которого пропорционально приложенному механическому напряжению (величине деформации). Все тензодатчики построены на основе [пьезорезистивного эффекта](#) и для них справедливо следующее соотношение:

$$\frac{dR}{R} = S_e \epsilon \tag{5.13}$$

где S_e – коэффициент тензочувствительности материала, а ϵ – величина относительной деформации. Для большинства материалов $S_e \ll 2$, за исключением платины, для которой $S_e \sim 6$.

При небольших изменениях сопротивления металлического провода, не превышающих 2% (что выполняется в большинстве случаев), справедливо следующее соотношение:

$$R = R_0(1 + x) \tag{5.14}$$

где R_0 – сопротивление тензодатчика в ненагруженном состоянии, а $x = S_e \epsilon$. Для полупроводниковых материалов величина тензочувствительности зависит от концентрации легирующих компонентов. Величина сопротивления уменьшается при сжатии и увеличивается при растяжении.

Таблица 5.2. Характеристики некоторых тензодатчиков.

Материал	Тензочувствительность	Сопротивление, Ом	ТКС, $^{\circ}\text{C}^{-1}10^{-6}$	Примечание
----------	-----------------------	-------------------	-------------------------------------	------------

57%Cu +43%Ni	2	100	10,8	Тензочувствительность постоянная в широком диапазоне механических напряжений, могут использоваться до 260°C
Сплав платины	4...6	50	2,160	Применяются при высокотемпературных измерениях
Кремний	-100...+150	200	90,000	Высокая чувствительность, подходят для измерения больших механических напряжений

Проволочный тензодатчик представляет собой резистор, наклеенный на гибкую подложку, которая в свою очередь прикрепляется на объект, где измеряется сила или напряжение. При этом должна обеспечиваться надежная механическая связь между объектом и тензочувствительным элементом, в то время как провод резистора должен быть электрически изолирован от объекта. Коэффициенты теплового расширения подложки и провода должны быть согласованы. Для изготовления тензодатчиков подходят многие материалы, но самыми распространенными из них являются сплавы: *константам*, *нихром*, *advance* и *karma*. Диапазон сопротивлений – от сотен Ом до нескольких тысяч Ом. Для получения хорошей чувствительности датчик должен иметь длинные продольные участки и короткие поперечные (рис. 5.17); это делается для того, чтобы чувствительность в поперечном направлении не превышала 2% от продольной чувствительности. Для измерения напряжений в разных направлениях меняется конфигурация датчиков. Обычно тензодатчики включаются в мостовые схемы Уитстона. Следует отметить, что полупроводниковые тензочувствительные элементы обладают довольно сильной чувствительностью к изменениям температуры, поэтому в интерфейсных схемах или в самих датчиках необходимо предусматривать цепи температурной компенсации.

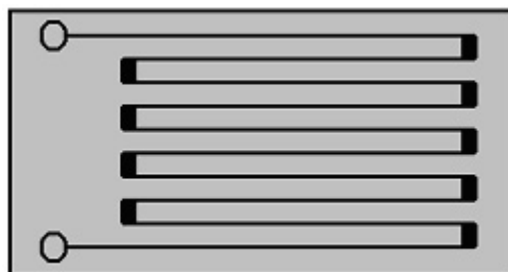


Рис. 5.17. Проволочный датчик напряжений на гибкой подложке.

5.3.3. Пьезоэлектрические датчики силы

При разработке пьезоэлектрических датчиков всегда следует помнить, что пьезоэлектрические устройства не могут измерять стационарные процессы. Это означает, что пьезоэлектрические датчики силы преобразуют изменения силы в переменный электрический сигнал, но при этом они никак не реагируют на постоянное значение внешней силы. Поскольку приложенные силы могут изменять некоторые свойства материалов, при разработке активных датчиков необходимо учитывать всестороннее влияние сигналов возбуждения. При проведении количественных измерений с таким датчиком следует помнить, что его диапазон измерения зависит от частоты механического резонанса применяемого пьезоэлектрического кристалла. Принцип действия таких датчиков основан на том, что при механической нагрузке кварцевых кристаллов определенных срезов, используемых в качестве резонаторов в электронных генераторах, происходит сдвиг их резонансной частоты. Выражение для спектра собственных механических частот пьезоэлектрического генератора имеет вид:

$$f_n = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{c}{\rho}} \quad (5.15)$$

где n – номер гармоники, l – геометрический параметр, определяющий резонансную частоту (например, толщина относительно большой и тонкой пластины или длина тонкого длинного стержня), c – коэффициент упругой деформации (например, коэффициент жесткости при сдвиге вдоль толщины пластины или модуль Юнга в случае тонкого стержня), а ρ – плотность кристалла.

Частотный сдвиг возникает из-за нелинейности зависимостей некоторых параметров кристалла от величины внешних сил. Например, в уравнении (5.15) коэффициент жесткости c зависит от приложенной нагрузки, тогда как плотность и геометрический параметр меняются при этом незначительно. Для каждого среза кристалла существуют направления, при приложении сил сжатия вдоль которых наблюдается минимальная чувствительность пьезорезонатора. При разработке генераторов выбираются именно эти направления, поскольку они позволяют реализовать наибольшую механическую стабильность. Тогда как при проектировании датчиков разработчики преследуют противоположную цель, поэтому избегают использования данных направлений. Так, для построения высокоэффективного датчика давления можно применить дисковый резонатор с диаметральным приложением сил ([рис. 5.18](#)).

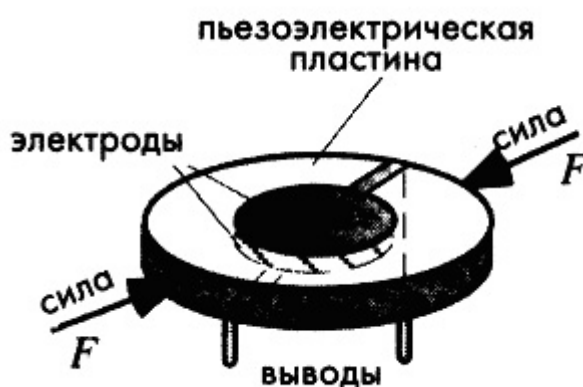


Рис. 5.18. Пьезоэлектрический дисковый резонатор, применяемый в диаметральном датчике силы.

5.4. Датчики давления

5.4.1. Общие сведения

Понятие давления первоначально основывалось на работе Евангелиста Торричелли, который некоторое время был учеником Галилея. Поставив в 1643 году эксперимент с блюдцами, заполненными ртутью, он сделал вывод, что атмосфера оказывает давление на Землю. Другой великий физик Блэйз Паскаль в 1647 году вместе со своим зятем Перье провели еще один опыт: они измеряли высоту ртутного столба у подножия и на вершине горы *Puy de Dome*. При этом они обнаружили, что давление, действующее на столбик ртути, зависит от высоты подъема. Свой прибор, который они использовали в этом эксперименте, Паскаль назвал барометром. В 1660 году Роберт Бойль сформулировал закон: «Для заданной массы воздуха при известной температуре произведение давления на объем является постоянной величиной». В 1738 году Даниэль Бернулли разработал теорию динамического давления газов, из которой аналитическим способом можно вывести закон Бойля. По сути Бернулли опередил закон Шарля – Гей-Люссака, сформулировав следующее утверждение: «При нагреве газа в постоянном объеме его давление увеличивается».

Более подробное описание динамической теории жидкостей и газов можно найти в учебниках физики. В этом разделе будут приведены краткие основы этой теории, необходимые для разработки и использования датчиков давления.

Все материалы можно разделить на твердые тела и жидкие среды. Под термином жидкая среда здесь понимается все, что способно течь. Это могут быть как жидкости, так и газы, поскольку между ними не существует серьезных различий. При изменении давления жидкости превращаются в газы и наоборот. К жидким средам невозможно приложить давление ни в каком другом направлении, кроме перпендикулярного к поверхности. При любом угле кроме 90° жидкость будет просто соскальзывать или стекать. Для жидкой среды в стационарных условиях давление можно выразить через отношение силы F , действующей перпендикулярно поверхности, к площади этой поверхности A :

$$p = \frac{dF}{dA} \quad (5.16)$$

Давление имеет механическую природу, и поэтому для его описания можно использовать основные физические величины: массу, длину и время. Хорошо известен факт, что давление сильно меняется вдоль вертикальной оси, тогда как на одинаковой высоте оно постоянно во всех направлениях. При увеличении высоты давление падает, что можно выразить следующим соотношением:

$$dp = w dh \quad (5.17)$$

где w – удельный вес среды, dh – изменение высоты, а dp – соответствующее ему изменение давления.

Давление жидкой среды в замкнутом объеме не зависит от формы сосуда, поэтому при разработке датчиков давления такие параметры, как форма и размеры часто бывают не очень существенными. Если на одну из сторон сосуда с жидкостью или газом действует внешнее давление, оно передается по всему объему без уменьшения его значения. Кинетическая теория газов утверждает, что давление является мерой полной кинетической энергии молекул:

$$p = \frac{2}{3} \frac{E_k}{V} = \frac{1}{3} \rho C^2 = NRT \quad (5.18)$$

где E_k – кинетическая энергия, V – объем, C^2 – среднее значение квадрата скоростей молекул, ρ – плотность, N – число молекул в единице объема, R – универсальная газовая постоянная, а T – абсолютная температура.

В уравнении (5.18) предполагается, что давление и плотность газов связаны линейной зависимостью, т.е. увеличение давления приводит к пропорциональному росту плотности. Например, при температуре 0°C и давлении 1 атм плотность воздуха составляет 1.3 кг/м^3 , в то время как при той же температуре, но давлении 50 атм его плотность уже будет 65 кг/м^3 , т.е. в 50 раз больше. В отличие от газов плотность жидкостей мало меняется в широком диапазоне давлений и температур. Например, для воды при температуре 0°C и давлении 1 атм плотность составляет 1000 кг/м^3 , в то время как при той же температуре и давлении 50 атм плотность равна 1002 кг/м^3 , а при температуре 100°C и давлении 1 атм плотность равна 958 кг/м^3 .

Избыточное давление – это давление газа, превышающее давление окружающей среды. В противоположном случае речь идет о вакууме. Давление называется относительным, когда его измеряют относительно давления окружающей среды, и абсолютным, когда оно измеряется по отношению к нулевому давлению. Давление среды может быть стационарным, когда жидкая среда находится в покое, или динамическим, когда оно относится к жидкостям в движении.

5.4.2. Пьезорезистивные датчики

В состав датчиков давления обязательно входят два компонента: пластина (мембрана) известной площади A и детектор, выходной сигнал которого пропорционален приложенной силе F . Оба эти элемента могут быть изготовлены из кремния. Датчик давления с кремниевой диафрагмой состоит из самой диафрагмы и встроенных в нее диффузионным методом пьезорезистивных преобразователей в виде резисторов. Поскольку монокристаллический кремний обладает очень хорошими характеристиками упругости, в таком датчике отсутствует ползучесть и гистерезис даже при высоком давлении. Коэффициент тензочувствительности кремния во много раз превышает аналогичный коэффициент тонкого металлического проводника. Обычно тензорезисторы включаются по схеме моста Уитстона. Максимальное выходное напряжение таких датчиков обычно составляет несколько сот милливольт, поэтому на их выходе, как правило, ставятся усилители сигналов. Кремниевые резисторы обладают довольно сильной температурной чувствительностью, поэтому всегда при разработке датчиков на их основе необходимо предусматривать цепи температурной компенсации.

Когда к полупроводниковому резистору номинала R прикладывается механическое напряжение, вследствие пьезорезистивного эффекта его сопротивление меняется на величину ΔR :

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t \quad (5.19)$$

где π_l и π_t – пьезорезистивные коэффициенты в продольном и поперечном направлениях, а σ_l и σ_t – напряжения в продольном и поперечном направлениях. Пьезорезистивные коэффициенты определяются ориентацией кремниевого кристалла. Изменение сопротивления пропорционально приложенному механическому напряжению, и, следовательно, приложенному давлению. Резисторы располагаются на диафрагме так, чтобы их продольные и поперечные коэффициенты тензочувствительности имели противоположные знаки, тогда изменения значений резисторов также будут иметь разные знаки.

Существует несколько методов изготовления кремниевых датчиков давления. В одном из способов используется подложка из кремния n-типа с ориентацией поверхности $\langle 100 \rangle$, на которой методом ионной имплантации бора формируются пьезорезисторы с поверхностной концентрацией примесей, равной $3 \cdot 10^{18}$ в одном кубическом сантиметре. Один из них (R_1) параллелен, а другой (R_2) перпендикулярен ориентации диафрагмы $\langle 110 \rangle$. Одновременно с формированием пьезорезисторов изготавливаются и другие компоненты схемы датчика: резисторы и p-n переходы, используемые в цепях компенсации температуры, располагающиеся в сравнительно толстой зоне подложки вокруг диафрагмы (рис. 5.19). В связи с таким расположением они не реагируют на давление, действующее на диафрагму.

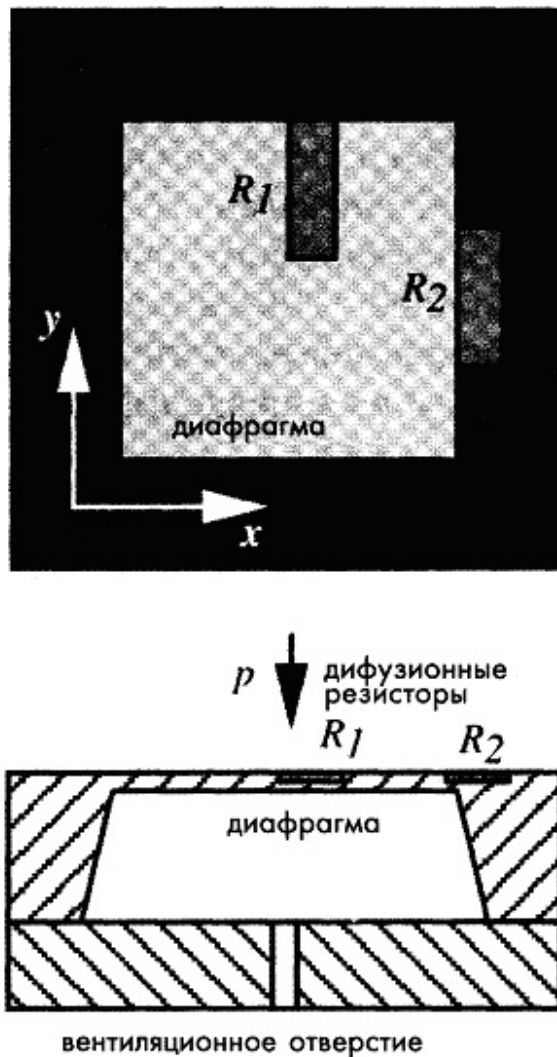


Рис. 5.19. Расположение пьезорезисторов на кремниевой диафрагме.

На [рисунке 5.20](#) показана схема еще одного монокристаллического микродатчика давления. В этом датчике пьезорезистивный элемент, представляющий собой [тензодатчик](#), формируется методом ионной имплантации на кремниевой диафрагме. К выводам резистора 1 и 3 подводится напряжение возбуждения. Под прямым углом к направлению тока возбуждения прикладывается давление, вызывающее механическое напряжение диафрагмы, которое, в свою очередь, формирует в резисторе поперечное электрическое поле, снимаемое в виде напряжения с выводов 2 и 4. Такой тензодатчик является механическим аналогом датчика Холла. Использование одного тензоэлемента устраняет необходимость точного согласования четырех тензо- и температурно-чувствительных резисторов, формирующих мост Уитстона, как это было в предыдущей конструкции. Одновременно с этим здесь существенно упрощены дополнительные цепи, необходимые для проведения калибровки и температурной компенсации. Тем не менее, схема одноэлементного тензодатчика является электрическим аналогом мостовой структуры. Балансировка этой схемы определяется не точным подбором резисторов, как это было в обычной мостовой схеме, а тем, насколько хорошо отрегулировано расположение выходных выводов.

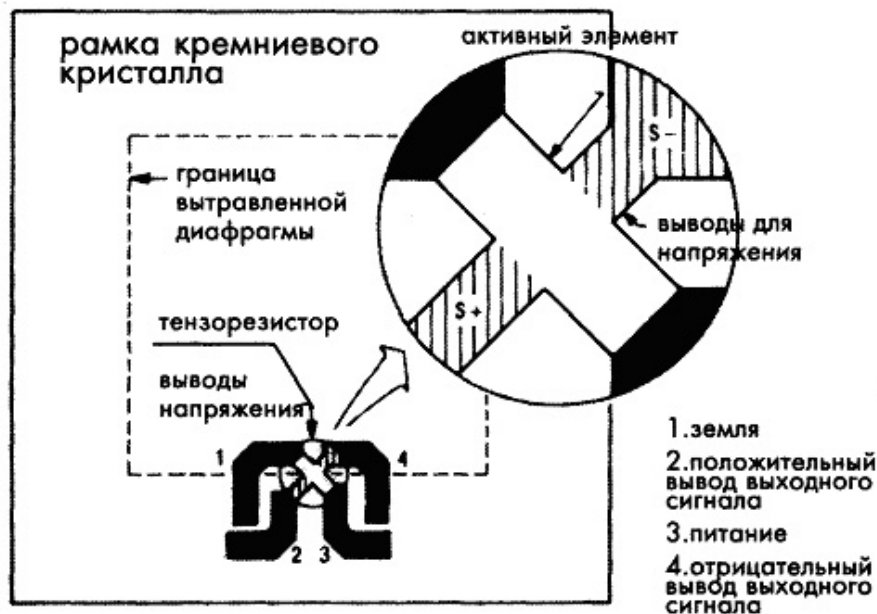


Рис. 5.20. Схема некомпенсированного пьезорезистивного элемента датчика давления.

Для формирования тонкой диафрагмы площадью 1 мм² используются традиционные травильные реагенты (например, анизотропный раствор гидразина в воде: N₂H₄ x H₂O). В качестве маскирующих слоев применяется SiO₂, для формирования защитного слоя с нижней стороны подложки – Si₃N₄. Скорость травления при 90°С составляет 1,7 мкм/мин. Конечная толщина диафрагмы равняется приблизительно 30 мкм.

Другой способ изготовления диафрагм основан на методе сплавления кремния, который позволяет надежно соединять подложки из монокристаллического кремния без применения промежуточных слоев. Этот способ дает возможность формирования микродатчиков (более чем в восемь раз меньших обычных кремниевых датчиков давления диафрагменного типа), которые могут использоваться в преобразователях катетерного типа для проведения медицинских исследований. Такой микродатчик состоит из двух частей: верхней и нижней подложек (рис. 5.21, а). В нижней закрепленной подложке методом анизотропного травления формируется полость по размеру диафрагмы. Толщина нижней подложки составляет 0,5 мм, а требуемая длина диафрагмы – 250 мкм, поэтому в результате анизотропного травления формируется пирамидальная полость глубиной 175 мкм. Следующий шаг заключается в соединении методом сплавления нижней подложки с верхней, состоящей из кремния *p*-типа с нанесенным эпитаксиальным слоем *n*-типа. Толщина эпитаксиального слоя соответствует заданной конечной толщине диафрагмы. После этого методом контролируемого травления удаляется часть верхней подложки, в результате чего от нее остается только тонкий слой из монокристаллического кремния, который и образует диафрагму датчика. Далее методом ионной имплантации формируются резисторы, а методом травления проделываются контактные отверстия. На последнем этапе нижняя подложка заземляется и шлифуется до получения желаемой толщины устройства – порядка 140 мкм. Несмотря на то, что размеры такого датчика более чем в половину меньше традиционного кремниевое преобразователя давления, они обладают одинаковой тензочувствительностью. На рисунке 5.21, б) показано сравнение двух диафрагм, полученных по разным технологиям. При тех же самых размерах диафрагмы и толщины кристалла, устройство, полученное методом сплавления почти на 50% меньше.

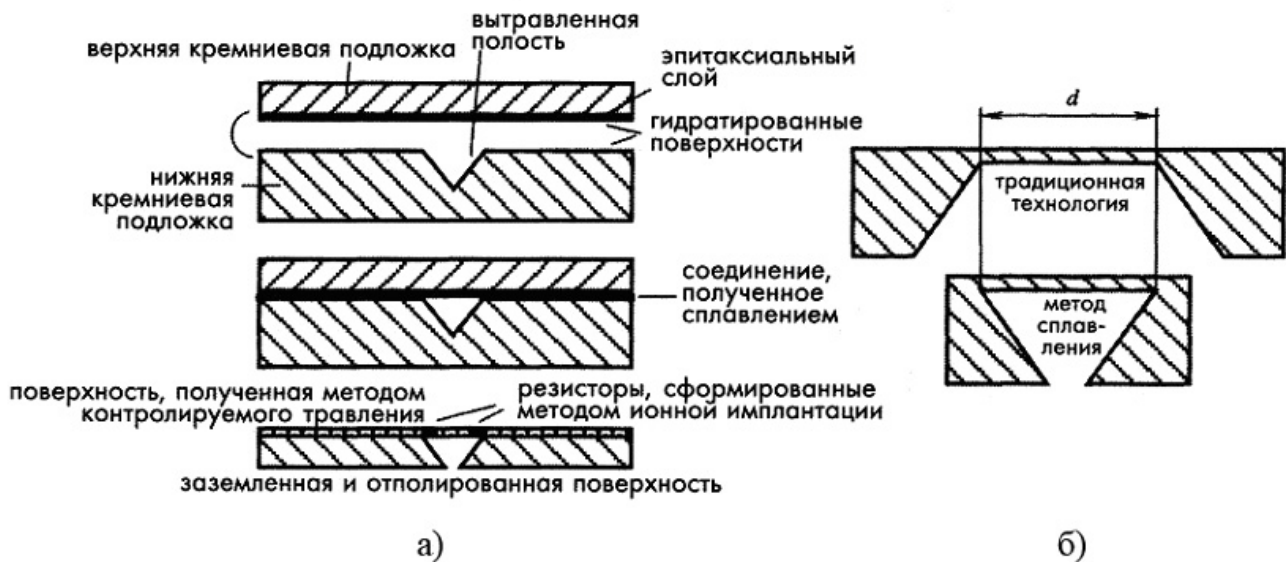


Рис. 5.21. Изготовление кремниевой мембраны методом сплавления кремния:
 а – технологические этапы изготовления;
 б – сравнение двух диафрагм, полученных по разным технологиям.

Датчики давления бывают трех типов, позволяющих измерять абсолютное, дифференциальное и манометрическое давление. Абсолютное давление, например, барометрическое, измеряется относительно давления в эталонной вакуумной камере, которая может быть как встроенной (рис. 5.22, а), так и внешней. Дифференциальное давление, например, перепад давления в дифференциальных расходомерах, измеряется при одновременной подаче давления с двух сторон диафрагмы. Манометрическое давление измеряется относительно некоторого эталонного значения. Примером может служить, измерение кровяного давления, которое проводится относительно атмосферного давления. Манометрическое давление по своей сути является разновидностью дифференциального давления. Во всех трех типах датчиков используются одинаковые конструкции диафрагм и тензодатчиков, но все они имеют разные корпуса. Например, при изготовлении дифференциального или манометрического датчика, кремниевый кристалл располагается внутри камеры, в которой формируются два отверстия с двух сторон кристалла (рис. 5.22, б). Для защиты устройства от вредного влияния окружающей среды внутренняя часть корпуса заполняется силиконовым гелем, который изолирует поверхность кристалла и места соединений, но позволяет давлению воздействовать на диафрагму. В некоторых случаях при работе с горячей водой, коррозионными жидкостями и т.д. необходимо обеспечивать физическую изоляцию устройства и гидравлическую связь с корпусом датчика. Это может быть реализовано при помощи дополнительных диафрагм и сильфонов. Для того чтобы не ухудшались частотные характеристики системы, воздушная полость датчика почти всегда заполняется силиконовой смазкой.

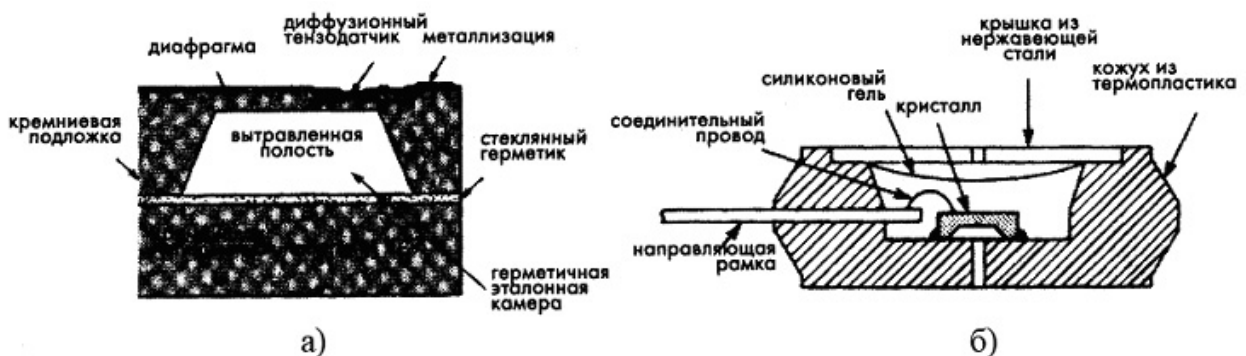


Рис. 5.22. Устройство корпусов датчиков:

- а – абсолютного давления;
- б – дифференциального давления.

Всем кремниевым датчикам присуща зависимость их характеристик от температуры. Коэффициент температурной чувствительности таких датчиков обычно отрицательный, и для получения точных результатов его необходимо компенсировать. Без осуществления температурной компенсации передаточная функция датчика будет выглядеть, как показано на [рисунке 5.23, а](#).

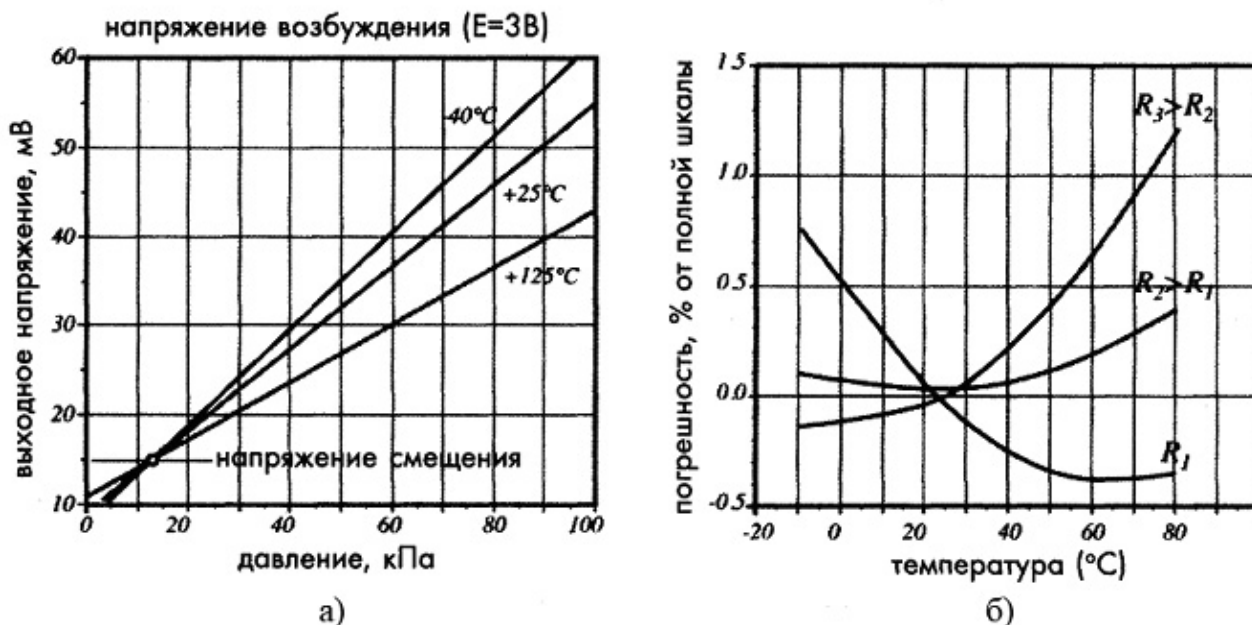


Рис. 5.23. Температурные характеристики пьезорезистивного датчика давления:
 а – передаточная функция при трех разных температурах;
 б – приведенная погрешность для трех значений компенсационных резисторов.

На практике часто достаточно бывает простой температурной компенсации, выполняемой при помощи подключения к датчику последовательного или параллельного резистора. Подбирая соответствующее значение резистора, настраивают рабочий диапазон выходного напряжения датчика ([рис. 5.23, б](#)). Однако для осуществления более надежной температурной коррекции в широком диапазоне температур необходимо применение более сложных компенсационных цепей, в которых часто используются детекторы температуры. Альтернативой аппаратной коррекции температуры выступает программная. Для этого используется встроенный детектор температуры, измеряющий температуру датчика давления. Данные обоих датчиков поступают в процессорную систему, где проводится их соответствующая цифровая корректировка.

5.4.3. Емкостные датчики давления

Емкостные датчики давления также реализуются на основе кремниевых диафрагм. В таких датчиках перемещение диафрагмы относительно опорной пластины меняет емкость между ними. Емкостные датчики работают наиболее эффективно при невысоких давлениях. Монолитные емкостные датчики давления, изготовленные из кремниевых кристаллов, обладают максимальной стабильностью рабочих характеристик. Перемещение диафрагмы может обеспечить 25% изменения емкости в широком диапазоне значений, что делает возможным проведение прямой оцифровки результатов измерений. В то время как для диафрагм, используемых в пьезорезистивных датчиках, необходимо обеспечивать максимальное механическое напряжение на краях, для диафрагм в емкостных датчиках существенным является перемещение их

центральной части. Диафрагмы в емкостных датчиках могут быть защищены от избыточного давления при помощи механических ограничителей с каждой стороны диафрагмы (для дифференциальных датчиков давления). В пьезорезистивных датчиках из-за небольших перемещений такой способ защиты, к сожалению, работает недостаточно эффективно, поэтому для них определяется давление разрыва, которое, как правило, в 10 раз превышает максимальное измеряемое давление, в то время как для емкостных преобразователей с механическими ограничителями эта величина в 100 раз больше. Это особенно важно при работе в области низких давлений, где возможны всплески высокого давления.

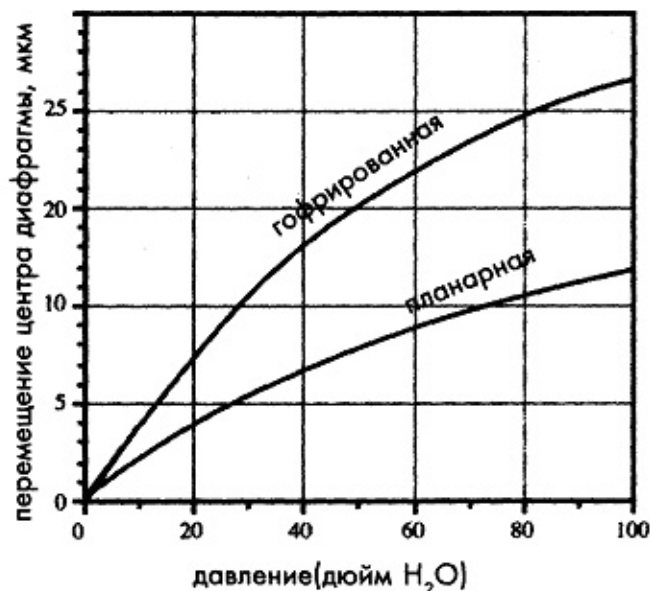


Рис. 5.24. Отклонение центральной части планарной и гофрированной диафрагм одинаковых размеров при наличии в системе плоскостных растягивающих напряжений.

Для обеспечения хорошей линейности емкостных датчиков необходимо, чтобы диафрагмы обладали ровной поверхностью центральной части. Традиционно считается, что емкостные датчики обладают линейностью только тогда, когда перемещения диафрагм значительно меньше их толщины. Одним из способов улучшения линейности является использование гофрированных диафрагм, изготовленных методами микротехнологий. Планарные диафрагмы обычно обладают лучшей тензочувствительностью по сравнению с гофрированными тех же размеров и толщины. Однако при наличии в системе плоскостных растягивающих напряжений изгибы гофрированной мембраны их значительно ослабляют, что приводит к существенному улучшению линейности и чувствительности таких датчиков ([рис. 5.24](#)).

5.4.4. Датчики давления с переменным магнитным сопротивлением

При измерении низких давлений перемещение тонкой пластины или диафрагмы может быть небольшим. Фактически, оно может быть таким маленьким, что тензодатчик, прикрепленный к диафрагме или встроенный в нее, будет выдавать очень низкий выходной сигнал, недостаточный для последующей его обработки. Один из возможных способов решения этой проблемы – использование емкостного датчика, в котором отклонение диафрагмы измеряется по ее положению относительно опорной пластины, а не по напряжению внутри материала. Другим способом решения проблемы измерения очень низких давлений является применение магнитных датчиков. Датчики переменного магнитного сопротивления (ПМС) измеряют изменение магнитного сопротивления дифференциального трансформатора, вызванного перемещением

магнитной диафрагмы, возникающего вследствие воздействия на нее внешнего давления. Принцип действия таких датчиков очень напоминает принцип действия магнитных детекторов приближения. На [рисунке 5.25, а](#)) проиллюстрирована основная идея модуляции магнитного потока. Конструкция, состоящая из E-образного сердечника и катушки, формирует магнитный поток, силовые линии которого проходят через сердечник, воздушный зазор и диафрагму. Магнитная проницаемость материала сердечника, по крайней мере, в 1000 раз выше проницаемости воздушного зазора, поэтому его магнитное сопротивление всегда ниже сопротивления воздуха. В связи с этим величина индуктивности всей этой конструкции определяется шириной зазора. При отклонении диафрагмы величина воздушного зазора либо увеличивается, либо уменьшается в зависимости от направления перемещения, что вызывает модуляцию индуктивности.

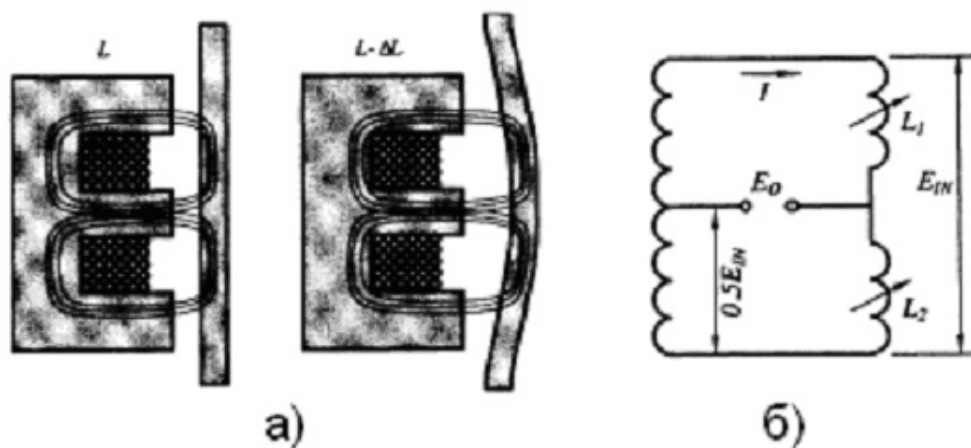


Рис. 5.25. Датчик измерения давления по переменному магнитному сопротивлению:
а – основной принцип действия;
б – эквивалентная схема.

На [рисунке 5.26](#) показана конструкция ПМС датчика давления, в котором между двумя половинами корпуса, состоящих из катушки и E-образного сердечника, размещается магнитнопроницаемая диафрагма. Катушки покрыты специальным составом, обеспечивающим прочность системы даже при воздействии очень высоких давлений. С двух сторон диафрагмы сформированы узкие рабочие камеры, соединенные с входными портами подачи давления. Рабочий диапазон датчика определяется толщиной диафрагмы, однако полное отклонение диафрагмы редко превышает 25...30 мкм, потому такие преобразователи, в основном, применяются для измерения низких давлений. Небольшие поперечные размеры рабочих камер физически защищают мембрану от чрезмерного отклонения в условиях избыточного давления, поэтому ПМС датчики являются достаточно надежными устройствами. При подаче переменного тока возбуждения возникает магнитный поток, захватывающий оба сердечника, воздушные зазоры и диафрагму. Таким образом, в состав датчика входят два индуктивных элемента, являющихся плечами мостовой схемы ([рис. 5.24,б](#)). Когда на диафрагму действует дифференциальное давление, она отклоняется в ту или другую сторону, что приводит к пропорциональному изменению магнитного сопротивления двух воздушных зазоров. Даже небольшое давление на диафрагму приводит к значительному изменению выходного сигнала, намного превышающему уровень шума.

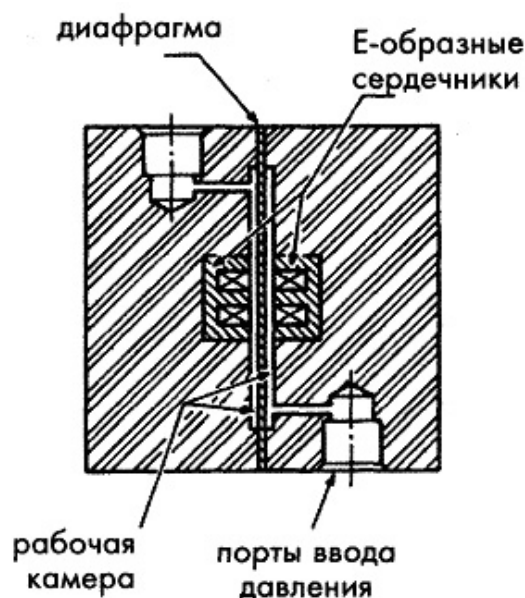


Рис. 5.26. Конструкция ПМС датчика для измерения низкого давления.

Выходной сигнал ПМС датчика пропорционален магнитному сопротивлению плечей индуктивного моста Уитстона, в котором активными элементами являются индуктивные сопротивления. Индуктивность катушки определяется ее геометрией и количеством витков. Если в зону действия магнитного потока поместить материал, обладающий магнитной проницаемостью, то поскольку этот материал имеет низкое сопротивление, часть потока уйдет туда, что приведет к изменению собственной индуктивности катушки. Индуктивность цепи и ее реактивное сопротивление обратно пропорциональны магнитному сопротивлению, которое, в свою очередь, прямо пропорционально величине зазора. При возбуждении мостовой схемы высокочастотным сигналом ее выходной сигнал модулируется по амплитуде приложенным давлением. Амплитуда результирующего сигнала пропорциональна разбалансу моста, а его фаза соответствует направлению этого разбаланса. На выходе такого датчика иногда ставят демодулятор для получения не переменного, а постоянного выходного напряжения.

5.5. Датчики температуры

5.5.1. Общие сведения

Самым простым и самым распространенным способом определения температуры является измерение теплового расширения различных веществ. На этом принципе реализованы все жидкостные стеклянные термометры. В электрических преобразователях применяются несколько другие принципы детектирования. В настоящее время широко распространены следующие датчики температуры: резистивные, термоэлектрические, полупроводниковые, оптические и пьезоэлектрические детекторы.

Измерение температуры всегда заключается в передаче небольшой порции тепловой энергии от объекта к датчику, который должен преобразовать эту энергию в электрический сигнал. Когда контактный детектор (зонд) помещается внутрь объекта или на него, между объектом и зондом происходит передача тепла за счет теплопроводности. При этом чувствительный элемент, входящий в состав зонда, либо разогревается, либо охлаждается. То же самое происходит и при передаче тепла при помощи излучения: тепловая энергия в виде ИК излучения либо поглощается датчиком, либо выделяется им в зависимости от температуры объекта и типа оптической связи. Любой датчик, независимо от его размеров, вносит возмущение в зону измерения, что приводит к возникновению ошибок при определении температуры. Это касается любых способов

детектирования: и радиационных, и конвективных и теплопроводных. Таким образом, разработчик должен всегда стремиться минимизировать погрешность измерений, применяя соответствующие конструкции датчиков и методы компенсации погрешностей.

Существует два основных метода измерения температуры: *равновесный* и *прогнозируемый*. В равновесном методе измерение температуры проводится, когда между измеряемой поверхностью и чувствительным элементом, находящимся в зонде, наступает тепловое равновесие, т.е. между датчиком и объектом измерения нет существенной разности температур. В методе прогнозирования в процессе проведения измерений тепловое равновесие не наступает, а значение текущей температуры определяется по скорости изменения температуры датчика. С момента размещения чувствительного элемента на объекте до наступления теплового равновесия между объектом и датчиком может пройти довольно много времени, особенно, если контактные площадки сухие. Например, медицинский электронный термометр определяет температуру в ванне с водой за 10 секунд, в то время как для измерения подмышечной температуры требуется, по крайней мере, 3...5 минут.

Рассмотрим источники возможных ошибок при измерении температуры контактным способом. Одна из причин возникновения ошибок заключается в том, что датчик, как правило, соединяется не только с объектом, температуру которого он измеряет, но и с другими предметами. Другая причина кроется в использовании соединительных кабелей (рис. 5.27, а). Чувствительный элемент, подсоединяемый к объекту с температурой T_b , обладает своей собственной температурой T_s . Для проведения точных измерений необходимо достичь состояния теплового равновесия, при котором эти две температуры станут практически равными. Один конец кабеля соединяется с зондом, а другой конец подвергается действию температуры окружающей среды T_0 , которая может значительно отличаться от температуры объекта. Таким образом, соединительный кабель не только передает электрический сигнал датчика, но и часть тепла от элемента или к нему. На рисунке 5.27, б) показана тепловая схема, включающая в себя объект, датчик, окружающую среду и тепловые сопротивления r_1 и r_2 которые отображают способность вещества проводить тепловую энергию и определяются как величины, обратные коэффициентам теплопроводности, т.е. $r = 1/\alpha$. Если объект теплее окружающей среды, тепловой поток будет направлен туда, куда указывает стрелка.

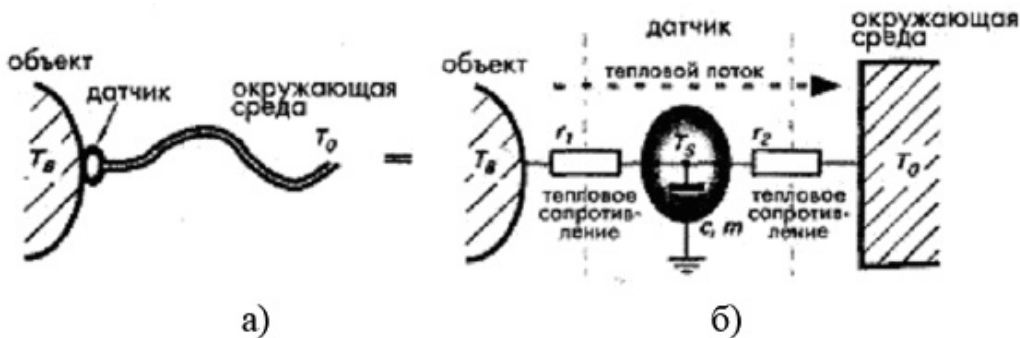


Рис. 5.27. Датчик температуры:
 а – тепловые контакты с объектом и с соединительным кабелем;
 б – эквивалентная тепловая схема.

Схема на рис. 5.27, б) напоминает электрическую схему, и для расчета ее параметров также применяются законы электрических цепей, такие как законы Кирхгофа и Ома. Теплоемкость вещества, по аналогии с электрическими цепями, отображается в виде конденсатора. Считая, что все температуры уже вышли на определенный стационарный уровень, к этой системе можно применить закон сохранения энергии, из которого следует, что тепловая энергия, переданная объектом датчику, должна быть равна энергии, отданной датчиком в окружающую среду. Исходя из этого, можно записать следующее уравнение:

$$\frac{T_B - T_S}{r_1} = \frac{T_B - T_0}{r_1 + r_2} \quad (5.20)$$

Из которого можно вывести выражение для температуры датчика:

$$T_S = T_B - (T_B - T_0) \frac{r_1}{r_2} = T_B - \Delta T \frac{r_1}{r_2} \quad (5.21)$$

где ΔT – разность температур между объектом и окружающей средой.

Анализируя (5.21), можно сделать несколько заключений. Во-первых, температура датчика всегда отличается от температуры объекта. Исключение составляет случай, когда температуры окружающей среды и объекта равны (т.е. $\Delta T = T_B - T_0 = 0$). Во-вторых, при любом ΔT температура

датчика будет приближаться к температуре объекта только в том случае, когда отношение $\frac{r_1}{r_2}$ стремится к нулю. Это означает, что для снижения погрешности измерения необходимо улучшать тепловую связь между объектом и датчиком и, по возможности, отделять датчик от окружающей среды, что часто очень нелегко выполнить.

Все вышесказанное справедливо для стационарных условий. Теперь рассмотрим динамический процесс, когда температура меняется во времени. Такая ситуация происходит при изменении температуры окружающей среды или объекта, а также в момент присоединения датчика к объекту, когда его температура еще не успела стабилизироваться. При контакте чувствительного элемента с объектом между ними происходит теплообмен. Количество переданного при этом тепла определяется разностью температур элемента (T_S) и объекта (T_B):

$$dQ = \alpha_1 (T_B - T_S) dt \quad (5.22)$$

где $\alpha_1 = \frac{1}{r_1}$ – теплопроводность в зоне контакта датчика и объекта.

Если удельная теплоемкость датчика равна c , а масса – m , количество поглощенного им тепла можно найти из выражения:

$$Q = mcdT \quad (5.23)$$

Без учета тепловых потерь датчика в окружающую среду через соединительный кабель и вспомогательные структуры, т.е. предполагая, что $r_2 = \infty$, на основе уравнений (5.22) и (5.23) можно получить следующее дифференциальное уравнение первого порядка:

$$\alpha_1 (T_1 - T) dt = mcdT \quad (5.24)$$

Определим тепловую постоянную времени как:

$$\tau_T = \frac{mc}{\alpha_1} = mcr_1 \quad (5.25)$$

тогда дифференциальное уравнение (5.24) примет вид:

$$\frac{dT}{T_1 - T} = \frac{dt}{\tau_T} \quad (5.26)$$

Решение этого уравнения можно записать как:

$$T_s = T_B - \Delta T_0 e^{-\frac{t}{\tau_T}} \quad (5.27)$$

где предполагается, что первоначально датчик находится при температуре T_B .

На [рис. 5.28, а\)](#) показан переходный процесс установления температуры датчика, соответствующий уравнению (5.27). Постоянная времени τ_T определяется временем, за которое температура T достигает уровня, равного 63.2% от первоначальной разности температур ΔT_0 . Чем меньше постоянная времени, тем быстрее датчик набирает требуемую температуру.

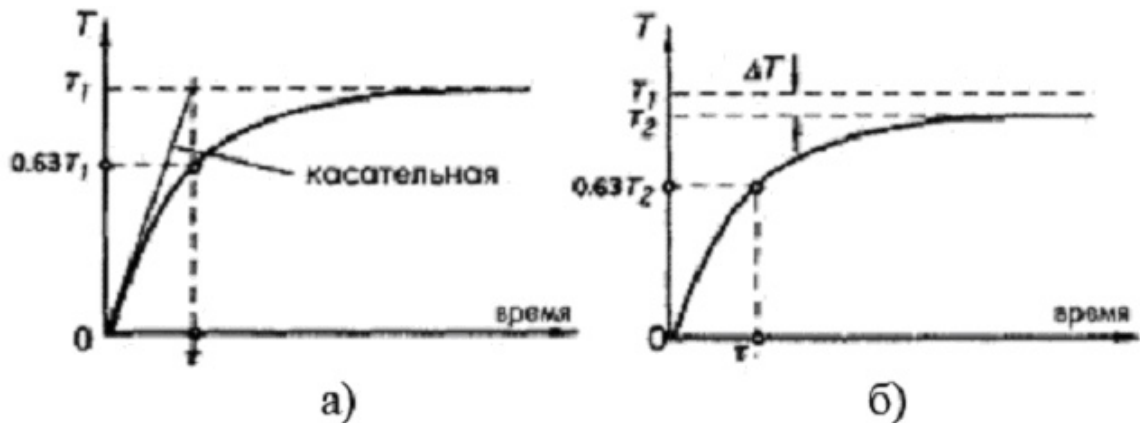


Рис. 5.28. Переходные характеристики чувствительного элемента:

а – идеальная связь датчика с объектом (нет тепловых потерь);

б – чувствительный элемент отдает часть своего тепла в окружающую среду.

Из уравнения (5.27) следует, что при $t \rightarrow \infty$, температура датчика становится равной температуре объекта: $T = T_1$. Теоретически, для достижения полного теплового равновесия между объектом и датчиком требуется бесконечно большое время. Но поскольку обычно требуется проводить измерения с заданной точностью, в большинстве случаев считают, что через интервал времени, равный 5...10 постоянным времени, наступает квазиравновесное состояние. Например, в момент времени $t = 5\tau$, температура датчика будет составлять 0.7% от ΔT_0 , а при $t = 10\tau$, разница между температурами уже равна 0.005%.

Теперь рассмотрим ситуацию, при которой датчик теряет часть тепла в окружающую среду, т.е. $r_2 \neq \infty$. В этом случае тепловая постоянная времени определяется как:

$$\tau_T = \frac{mc}{\alpha_1 + \alpha_2} = mc \frac{r_1}{1 + r_1/r_2} \quad (5.28)$$

Переходный процесс выхода температуры на режим показан на [рисунке 5.28, б](#)). Отметим, что в данном случае температура датчика никогда не станет равной температуре объекта, сколько бы времени не прошло.

Типовой контактный датчик температуры состоит из следующих компонентов ([рис. 5.29, а](#)):

- чувствительного элемента – материала, реагирующего на изменение его собственной температуры. Хороший элемент обладает низкой удельной теплоемкостью, малой массой, большой теплопроводностью, высокой и прогнозируемой чувствительностью;
- контактов – проводящих пластинок или проводов, связывающих чувствительный элемент с внешней электронной схемой. Контакты должны обладать минимально возможными теплопроводностью и электрическим сопротивлением (также они часто выполняют роль опорной конструкции);
- защитного корпуса – специальной оболочки или покрытия, физически разделяющего чувствительный элемент от окружающей среды. Хороший корпус имеет низкое тепловое сопротивление (высокую теплопроводность) и хорошие диэлектрические свойства. Он должен быть влагонепроницаемым, чтобы вода и другие факторы окружающей среды не могли сказаться на работе чувствительного элемента.

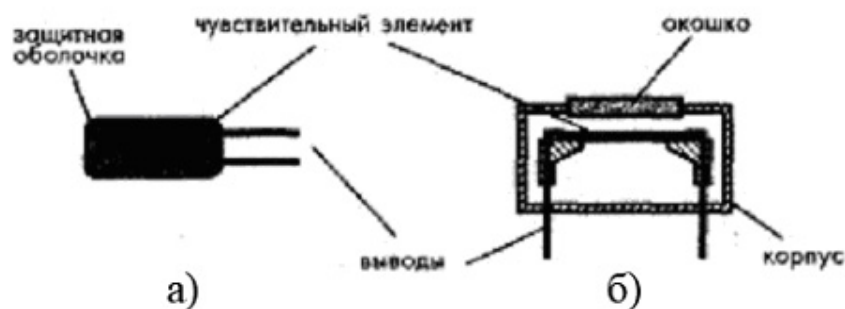


Рис. 5.29. Основные структуры датчиков температуры:

а – контактный датчик;

б – бесконтактный датчик (детектор теплового излучения).

На [рис. 5.29, б](#)) показан *бесконтактный* датчик температуры, представляющий собой оптический детектор теплового излучения. В его состав также входит чувствительный элемент, реагирующий на изменение собственной температуры. Основное отличие контактных и бесконтактных датчиков заключается в способе передачи тепла от объекта к элементу. В контактных датчиках задействован механизм теплопроводности через физический контакт, а в бесконтактных тепло передается через излучение.

Для улучшения быстродействия датчиков тепловых излучений толщину чувствительного элемента делают минимальной, в то время как для повышения чувствительности увеличивают его площадь поверхности. В дополнение к чувствительному элементу в состав бесконтактного теплового датчика может входить оптическое оконшко и встроенная интерфейсная схема. Внутренняя часть корпуса датчика обычно заполняется сухим воздухом или азотом.

Все датчики температуры можно разделить на два класса: *абсолютные* и *относительные* детекторы. Абсолютные датчики измеряют температуру относительно либо абсолютного нуля, либо любой другой точки на температурной шкале, например, относительно 0°C (273.15°K), 25°C и т.д. Примерами абсолютных датчиков являются термисторы и резистивные температурные детекторы (РТД). Относительные датчики измеряют разность температур двух объектов, один из которых называется эталонным. Типичным представителем относительных датчиков является термопара.

5.5.2. Терморезистивные датчики

Хамфри Дэви еще в 1821 году заметил, что электрическое сопротивление различных металлов зависит от температуры. Вильям Сименс в 1871 году разработал первый платиновый резистивный термометр. А в 1887 году Хью Каллендар опубликовал статью, в которой он описал способы практического применения платиновых термометров. Достоинствами [терморезистивных датчиков](#) являются высокая чувствительность, простота создания интерфейсных схем и долговременная стабильность. Такие датчики можно разделить на три группы: РТД, детекторы на p-n переходах и термисторы.

Термин РТД обычно относится к металлическим детекторам, которые бывают проволочными и тонкопленочными. Поскольку удельное сопротивление всех металлов и большинства сплавов зависит от температуры, на их основе можно разрабатывать чувствительные элементы для измерения температуры. Хотя для изготовления температурных детекторов подходят практически все металлы, но все же, в основном, для этих целей используется только платина. Это объясняется воспроизводимостью ее характеристик, долговременной стабильностью и прочностью. Для измерения температур выше 600°C применяются вольфрамовые РТД. Все РТД обладают положительными температурными коэффициентами. Выпускаются несколько типов РТД.

Тонкопленочные РТД, изготовленные из тонких слоев платины или ее сплавов, нанесенных на подходящую подложку, например, на кремниевую микромембрану. РТД часто формируются в виде серпантинной структуры для получения высокого отношения длины к ширине.

Проволочные РТД, в которых платиновая проволока намотана внутри керамической трубочки и прикреплена к ней при помощи высокотемпературного клея. Такая конструкция позволяет изготавливать датчики, обладающие очень высокой стабильностью.

В соответствии с Международной практической температурной шкалой прецизионные датчики температуры должны калиброваться при температурах, определяемых воспроизводимыми равновесными состояниями некоторых материалов.

Таблица 5.3. Наиболее часто употребляемые реперные точки для калибровки температуры

Описание точки	°C
Тройная точка водорода	-259,34
Точка кипения нормального водорода	-252,753
Тройная точка кислорода	-218,789
Точка кипения азота	-195,806
Тройная точка аргона	-189,352
Точка кипения кислорода	-182,962
Точка сублимации углекислого газа	-78,476
Точка замерзания ртути	-38,836
Тройная точка воды	-0,01
Точка замерзания воды (смеси воды и льда);	0,00
Точка кипения воды	100,0
Тройная точка бензолной кислоты	122,37
Точка замерзания индия	156,634

Точка замерзания олова	231,968
Точка замерзания висмута	271,442
Точка замерзания кадмия	321,108
Точка замерзания свинца	327,502
Точка замерзания цинка	419,58
Точка замерзания сурьмы	630,755
Точка замерзания алюминия	660,46
Точка замерзания серебра	961,93
Точка замерзания золота	1064,43
Точка замерзания меди	1084,88
Точка замерзания никеля	1455
Точка замерзания палладия	1554
Точка замерзания платины	1769

В промышленности принято использовать отдельные аппроксимации для низких и высоких температур. Каллендар-ван Дасен предложил следующее аппроксимационное выражение для передаточной функции платинового детектора:

В диапазоне $-200...0^{\circ}\text{C}$:

$$R_t = R_0 [1 + At + Bt^2 + Ct^3 (t - 100)] \quad (5.29)$$

А в диапазоне $0...630^{\circ}\text{C}$ это выражение преобразуется к виду:

$$R_t = R_0 [1 + At + Bt^2] \quad (5.30)$$

Константы A , B и C определяются свойствами платины.

$$A = \alpha \left(1 + \frac{\delta}{100} \right), B = -\alpha\delta 10^{-4}, C = -\alpha\beta 10^{-8} \quad (5.31)$$

Значение δ получается при калибровке детектора при высоких температурах (например, в точке замерзания цинка: 419.58°C), а коэффициент β – при калибровке при отрицательной температуре.

Обычно РТД калибруются при стандартных температурах, которые можно воспроизвести в лабораторных условиях с высокой степенью точности (см. таблицу 5.3). Калибровка в таких точках позволяет очень точно определить коэффициенты аппроксимации α и β .

Типичные допуски для проволочных РТД равны ± 10 мОм, что соответствует $\pm 0.025^{\circ}\text{C}$. Для обеспечения высокой точности измерений необходимо тщательно проектировать корпус РТД, уделяя особое внимание его теплоизоляции. Это особенно важно при проведении измерений на высоких температурах, когда сопротивление изоляции резко падает. Например, резистор 100 Ом при температуре 550°C обладает погрешностью порядка 3 мОм, что соответствует температурной ошибке: 0.0075°C .

Кремниевые резистивные датчики также широко используются на практике. Такие датчики обладают [положительным температурным коэффициентом](#) (ПТК) сопротивления. В настоящее время кремниевые резистивные датчики часто встраиваются в микроструктуры для осуществления температурной компенсации или проведения прямых измерений температуры. Также существуют дискретные кремниевые датчики, обладающие довольно хорошей линейностью (которая может быть улучшена при помощи простых термокомпенсационных цепей) и высокой долговременной стабильностью (обычно $\pm 0.05\text{K}$ в год). ПТК кремниевых резисторов позволяет использовать их в системах, обеспечивающих безопасность нагревательных устройств: среднее превышение температуры (до 200°C) приводит к увеличению их сопротивления, за счет чего осуществляется функция самозащиты.

Чистый кремний, как монокристаллический, так и поликристаллический, сам по себе обладает [отрицательным температурным коэффициентом](#) (ОТК) сопротивления.

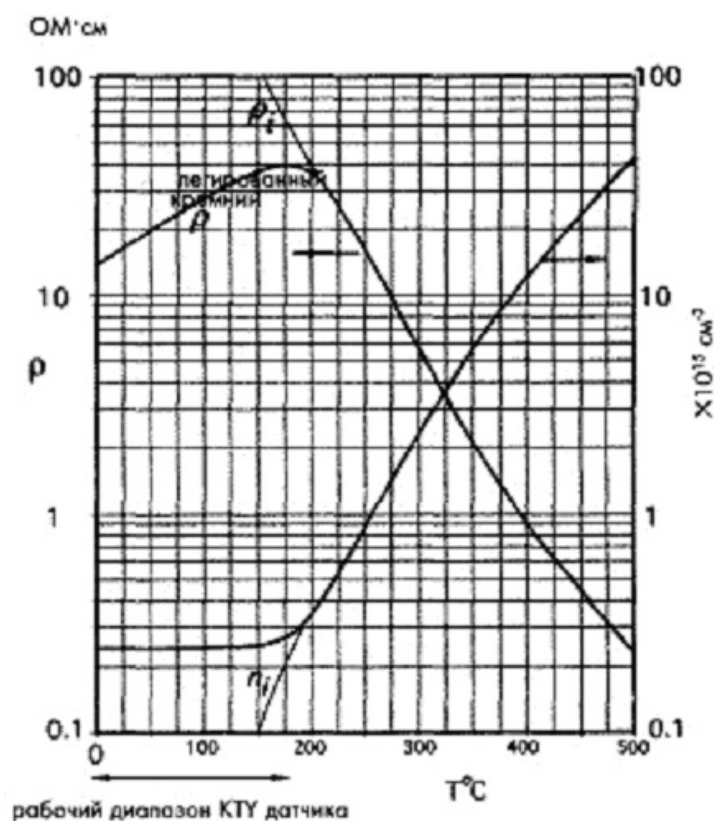


Рис. 5.30. Удельное сопротивление и количество свободных носителей зарядов в кремнии, легированном примесями *n*-типа.

Однако после легирования примесями *n*-типа, в определенном температурном диапазоне его [температурный коэффициент](#) становится положительным (рис. 5.30). Этот эффект объясняется снижением подвижности носителей зарядов при понижении температуры. При высоких температурах количество свободных носителей зарядов увеличивается за счет спонтанно образуемых носителей, поэтому в этом температурном диапазоне преобладают собственные полупроводниковые свойства кремния. Таким образом, при температурах ниже 200°C , удельное сопротивление кремния имеет ПТК, а при температурах выше 200°C он становится отрицательным. Датчик состоит из кристалла кремния *n*-типа размером $500 \times 500 \times 240$ мкм, металлизированного с одной стороны и с контактной площадкой с другой стороны. При такой конструкции датчика создается эффект «растягивания» сопротивления, в результате которого внутри кристалла устанавливается коническое распределение тока, значительно снижающее зависимость характеристик от производственных допусков. При больших токах и высоких

температурах датчик становится чувствительным к направлению тока. Для решения этой проблемы применяется сдвоенный датчик, в котором два чувствительных элемента включаются последовательно навстречу друг другу.

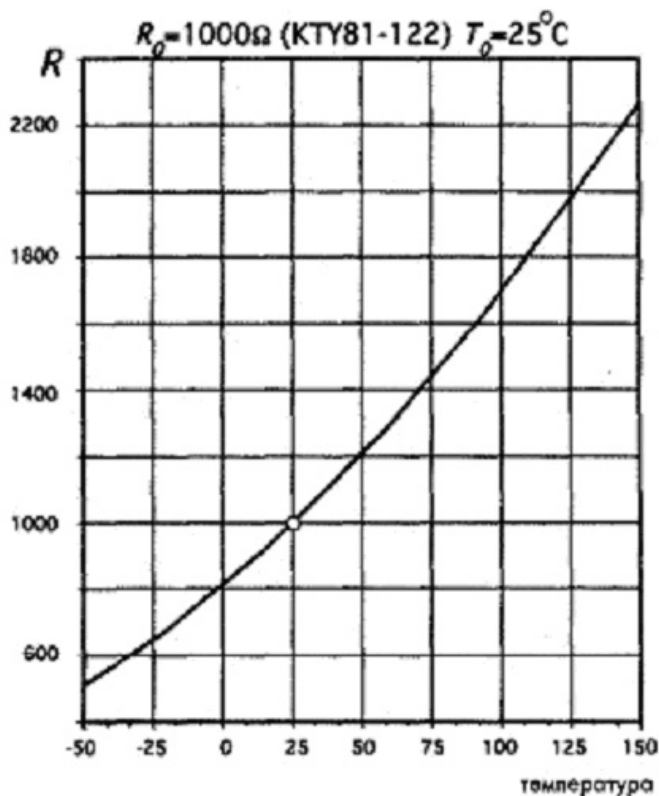


Рис. 5.31. Передаточная функция кремниевого датчика температуры.

Типичная чувствительность кремниевого датчика с ПТК составляет порядка $0.7\%/^{\circ}\text{C}$, т.е. его сопротивление меняется на 0.7% при изменении температуры на 1°C . Передаточную функцию датчика можно аппроксимировать полиномом второго порядка:

$$R_T = R_0 \left[1 + A(T - T_0) + B(T - T_0)^2 \right] \quad (5.32)$$

где R_0 и T_0 — сопротивление в Омах и температура в Кельвинах, измеренные в эталонной точке. Например, рабочий диапазон датчиков КТУ-81 составляет $-55\dots+150^{\circ}\text{C}$, при этом $A = 0.007874 \text{ K}^{-1}$, $B = 1.874 \times 10^{-5} \text{ K}^{-2}$. На [рисунке 5.31](#) показана типовая передаточная функция кремниевого резистивного датчика.

5.5.3. Термопарные датчики

Поскольку термоэлектрические контактные датчики состоят, по крайней мере, из двух разных проводников и двух соединений (пар) этих проводников, их часто называют термопарами. Они являются пассивными датчиками, т.к. сами вырабатывают напряжение в ответ на изменение температуры и не требуют для этого внешнего источника питания. [Термопары](#) относятся к классу относительных датчиков, поскольку их выходное напряжение определяется разностью температур между двумя спаями и практически не зависит от абсолютной температуры каждого соединения. При измерении температуры при помощи термопары один ее спай служит эталоном, и его температуру необходимо определять при помощи отдельного детектора абсолютной температуры, например, термистора, РТД и т.д. или его надо поместить в материал, находящийся в физическом

состоянии, температура которого точно известна. Приведем некоторые важные рекомендации по использованию наиболее распространенных типов термопар.

Тип *T*: *Cu* (+) и константан (–). Такие термопары устойчивы к коррозии (поэтому могут применяться для работы во влажной атмосфере) и пригодны для измерения отрицательных температур. При работе на воздухе в агрессивной среде их верхний предел рабочего диапазона ограничен 370°C (700°F), что связано с окислением медного элемента. В других окружающих условиях термопары типа *T* могут использоваться при более высоких температурах.

Тип *J*: *Fe* (+) и константан (–). Термопары этого типа подходят для работы в вакууме, а также в различных средах: и инертных, и окислительных, и восстановительных. Их рабочий температурный диапазон лежит в интервале 0...760°C. При температуре около 540°C начинается быстрый процесс окисления железных термоэлементов. Если требуется, чтобы термопары работали длительное время в условиях высоких температур, для их изготовления необходимо применять провода с большим поперечным сечением. Термопары типа *J* не рекомендуется использовать для измерения температур ниже точки замерзания воды из-за их хрупкости и подверженности ржавлению. В этом температурном диапазоне лучше работают термоэлементы типа *T*.

Тип *E*: 10% *Ni/Cr* (+) и константан (–). Эти термопары рекомендуется использовать в температурном диапазоне 200...900°C в окислительных или инертных атмосферах. В восстановительной атмосфере и в вакууме они имеют те же ограничения, что и термопары типа *K*. Термопары типа *E* могут применяться для измерения отрицательных температур, благодаря тому, что они не подвержены коррозии при работе в атмосфере с повышенным содержанием влаги. Они способны вырабатывать наибольшую среди всех известных типов термопар э.д.с, поэтому термоэлементы типа *E* являются самыми популярными .

Тип *K*: 10% *Ni/Cr* (+) и 5% *Ni/Al/Si* (–). Такие термопары применяются для работы в окислительной и полностью инертных средах для измерения температур в диапазоне –200...1260°C. Благодаря своей устойчивости к окислению их часто используют при температурах выше 540°C. Однако термопары типа *K* нельзя применять в восстановительных и сернистых атмосферах, а также в вакууме.

Тип *RhS*: *Pt/Rh* (+) и *Pt* (–). Эти термопары предназначены для непрерывной работы в окислительной и инертной среде в температурном диапазоне 0...1480°C

Тип *B*: *Pt/Rh* (+) и 6% *Pt/Rh* (–). Термопары типа *B* подходят для непрерывной работы в окислительной и инертной атмосфере в температурном диапазоне 870...1700°C. Их также можно использовать для проведения кратковременных измерений в вакууме. Такие термопары не рекомендуется применять в восстановительной среде, содержащей пары металлов и неметаллов. Их нельзя вставлять в металлические защитные корпуса или чехлы.

Для практического использования термопар необходимо знать три основных закона, устанавливающих правила их подключения. Следует подчеркнуть, что интерфейсные электронные схемы всегда должны подсоединяться к двум идентичным (изготовленным из одного материала) проводникам. Эти проводники, как правило, формируют одно из плечей термопарного контура, используемого для подключения измерительного устройства. На [рис. 5.32, а](#)) это разомкнутое плечо обозначено как А.

Закон 1. Явление термоэлектричества характерно только для неоднородных электрических цепей.

Из этого закона следует, что для получения [разности потенциалов Зеебека](#) необходимо использовать неоднородный материал. В случае однородного проводника при любом распределении температуры вдоль его длины результирующее напряжение будет всегда нулевым. Соединение двух разных проводников обеспечивает возникновение термо э.д.с.

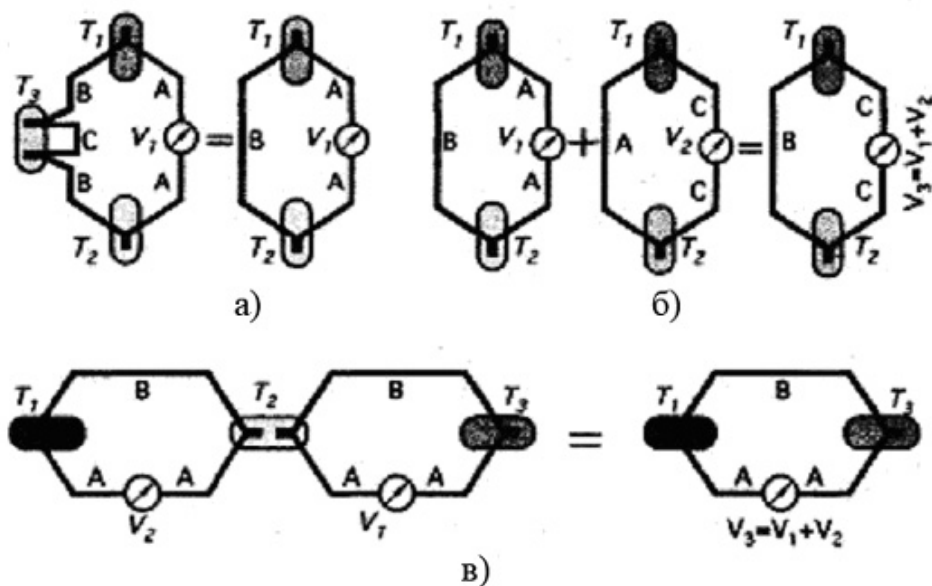


Рис. 5.32. Плюстрации правил соединения термопар.

Закон 2. Алгебраическая сумма всех термо э.д.с. цепи, состоящей из любого количества термопар (соединений разных материалов), будет всегда равна нулю, если все соединения находятся при одинаковой температуре.

Это значит, что в любое плечо термоэлектрического контура можно внести дополнительный материал C , не боясь изменить результирующее напряжение V_1 при условии, что оба новых соединения будут иметь одинаковую температуру (T_3 на [рисунке 5.32, а](#)). Здесь нет никаких ограничений на количество внесенных проводников, необходимо только поддерживать одинаковую температуру в местах их подключения. Из этого закона также следует, что термоэлектрические соединения могут выполняться любым способом, даже с использованием промежуточных материалов (например, припоев): сваркой, пайкой, скруткой, сплавлением и т.д.. При этом метод соединения не будет влиять на точность термопар. Из закона 2 вытекает правило введения дополнительных материалов ([рис. 5.32, б](#)): если известны термо э.д.с (V_1 и V_2) двух проводников (B и C) при их подсоединении к эталонному проводнику A , результирующее напряжение при непосредственном контакте проводников B и C будет равно алгебраической сумме термо э.д.с V_1 и V_2 .

Закон 3. Если два соединения разных материалов, находящихся при температурах T_1 и T_2 , вырабатывают термо э.д.с V_2 а при температурах T_2 и T_3 результирующая термо э.д.с. равна V_1 то при температурах T_1 и T_3 выходное напряжение V_3 определяется суммой двух термо э.д.с V_1 и V_2 ([рис. 5.32, в](#)).

Этот закон иногда называется законом промежуточных температур. Он позволяет калибровать термопары в одном температурном диапазоне, а использовать в другом. Из этого закона также следует, что в термоэлектрическую цепь могут быть внесены дополнительные провода без изменения ее точностных характеристик.

На основе этих трех законов может быть построено множество практических схем, применяемых для измерения, например, средней температуры объекта, разности температур между двумя

объектами, а также для включения в измерительную цепь детекторов температуры других типов для определения температуры эталонных спаев.

Следует отметить, что термоэлектрические напряжения всегда очень малы, поэтому такие детекторы, особенно при использовании длинных соединительных проводов, подвержены влиянию различных помех.

Для усиления выходного сигнала иногда используют последовательное соединение нескольких термопар, но при этом необходимо обеспечивать, чтобы все эталонные и все чувствительные соединения находились при соответствующих температурах. Такие структуры получили название: термоэлементы. Исторически повелось, что эталонные соединения называются холодными спаями, а чувствительные – горячими.

На [рисунке 5.33, а\)](#) показана эквивалентная схема термопары и термоэлемента, состоящая из источников напряжений e_h и e_c , соответствующих разности потенциалов Зеебека горячего и холодных спаев, и последовательного резистора. Результирующее напряжение схемы V_p является функцией измеряемой разности температур. Предполагается, что выводы схемы изготавливаются из того же самого материала, например, железа.

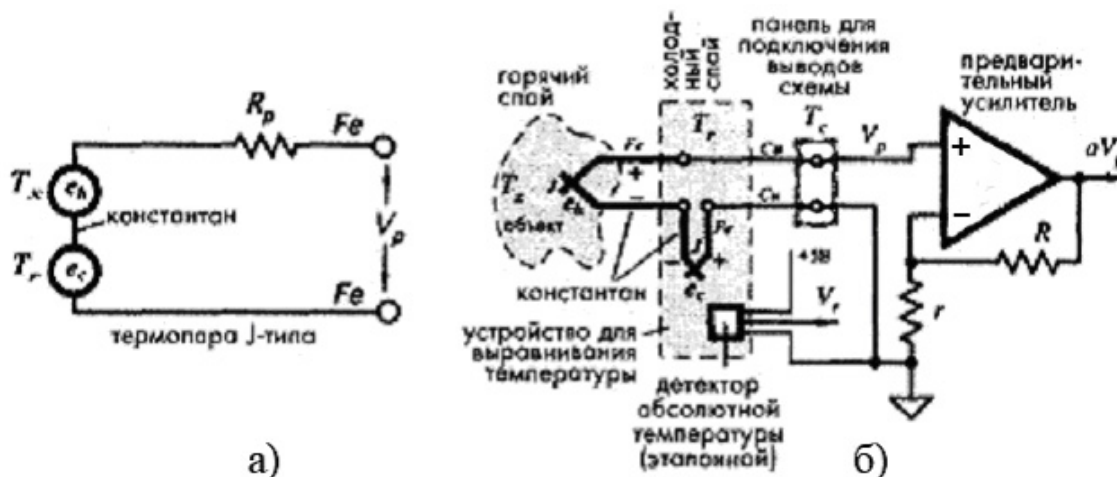


Рис. 5.33. Применение термопар:

а – эквивалентная схема термопары;

б – термопарный термометр, в котором для измерения температуры эталонного соединения

используется полупроводниковый детектор LM35DZ.

В прошлом холодные спаи термопар опускались в сосуды с тающим льдом для поддержания их температуры, равной 0°C (отсюда появилось название «холодные» спаи). Но это очень неудобно, а для многих практических схем вообще невозможно. Простое решение этой проблемы вытекает из второго и третьего законов термоэлектричества. Холодный спай может находиться при любой температуре, даже при температуре окружающей среды, единственное условие: значение этой температуры должно быть известно. Поэтому часто для измерения температуры холодного спаи используется дополнительный детектор (например, терморезистивный или полупроводниковый) без компенсационных цепей.

На [рисунке 5.33, б\)](#) показана схема подключения термопары к электронному интерфейсу. Как видно из схемы, холодный спай термопары и дополнительный детектор находятся практически при одинаковой температуре, для этого они часто располагаются на одной медной подложке. Для устранения сухих контактов и обеспечения лучшей теплопроводности используется специальная смазка или эпоксидная смола. В рассматриваемом примере в качестве детектора для измерения

эталонной температуры применяется полупроводниковый датчик LM35DZ. Схема имеет два выходных сигнала: напряжение Зеебека V_p и эталонное напряжение V_r . Из [рисунка](#) видно, что все соединения внутри схемы выполняются одинаковыми медными проводами. На обоих выводах схемы необходимо поддерживать одинаковую температуру T_c , необязательно равную температуре холодного спая. Это обстоятельство очень важно при проведении дистанционных измерений, когда температура интерфейсной схемы может значительно отличаться от температуры холодного спая термопары.

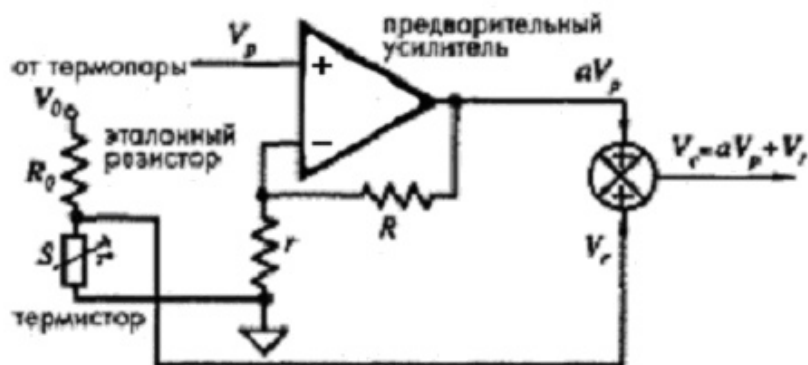


Рис. 5.34. Суммирование сигналов термитстора и термопары.

Для определения температуры со схемы снимаются два сигнала: напряжение на термопаре V_p и напряжение с выхода эталонного детектора V_r . Эти два сигнала поступают от датчиков разного типа, имеющих различные передаточные характеристики. Термопары для большинства практических случаев можно считать линейными преобразователями с нормализованной чувствительностью α_p (В/К), в то время как выражение чувствительности эталонного детектора определяется его типом. Существует несколько способов обработки выходных сигналов. Самый точный метод заключается в раздельном измерении сигналов, последующем определении эталонной температуры T_r по характеристической зависимости эталонного датчика и нахождении разности температур ΔT по напряжению на термопаре V_p :

$$\Delta T = T_x - T_r = \frac{V_p}{\alpha_p} \quad (5.33)$$

Откуда и находится абсолютная температура измеряемого объекта T_x . При работе в сравнительно узком температурном диапазоне сигналы термопары и эталонного детектора температуры могут быть подключены ко входам одного ОУ ([рис. 5.34](#)).

Термопарная сборка обычно состоит из следующих компонентов: чувствительного элемента (спая), защитной трубки (керамической или металлической оболочки), теплосборника (необходимого элемента прецизионных датчиков, изготавливаемого в виде просверленного стержня, хорошо отполированного с целью снижения коррозии) и выводов (контактов, имеющих разную форму соединения: скрученного типа, разомкнутого типа, в виде разъемов и т.д.). На [рис. 5.35](#) показаны несколько примеров термопарныхборок. Проводники остаются либо оголенными, либо покрываются изоляционным материалом.

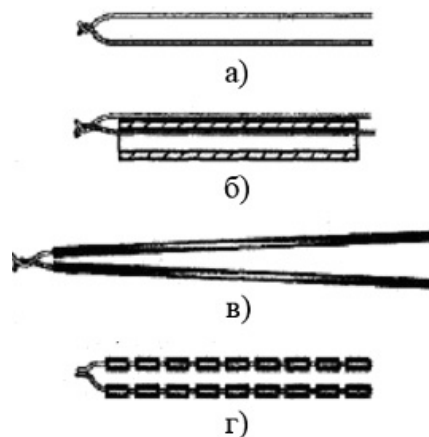


Рис. 5.35. Некоторые типы термопарных сборок:

- а – скрученная и сваренная термопара с неизолированными проводниками;
- б – термопарные проводники в пластиковой трубке;
- в – скрученная и сваренная термопара с изолированными проводниками;
- г – термопара со сваркой проводников встык и керамическими изоляторами.

Для работы в условиях высоких температур используются керамические изоляторы, обладающие достаточной гибкостью. Проводники термопар без электрической изоляции могут быть источниками измерительных погрешностей. Назначение изоляторов также заключается в защите от воздействия влаги, абразивных веществ, сильных перепадов температур, химических реагентов, механических напряжений и ядерного излучения. Для проведения прецизионных измерений необходимо учитывать свойства и ограничения используемых изоляционных материалов. Некоторые изоляторы обладают естественной влагонепроницаемостью. Тефлон, поливинилхлорид и некоторые типы полиимидов являются представителями этой группы.

При использовании изоляционных материалов волоконного типа для защиты от влаги применяют пропитки специальными составами на основе резины и силикона. Однако следует заметить, что даже при однократном воздействии очень высоких температур на такие материалы происходит испарение этой пропитки и материал теряет свои защитные свойства.

К сожалению, изоляционные материалы не всегда могут предотвратить попадание влаги внутрь сборки. Например, если термопара проходит через зоны высокой и низкой температур, может произойти конденсация водяных паров, что может привести к возникновению погрешностей измерения. В этих случаях требуется герметизация термопарной сборки.

Самыми распространенными изоляторами для термопар, работающих при высоких температурах, являются стекловолокно, волокнистое кварцевое стекло и асбест (который надо использовать с соответствующими мерами предосторожности, чтобы не нанести вред человеческому здоровью). В дополнение к этому термопары должны быть защищены от влияния агрессивных атмосфер. Защитные трубки выполняют две функции: предохраняют термопары от механического разрушения и экранируют проводники от окружающей среды. Защитные трубки выполняются из углеродистой стали (для работы в окислительной среде в температурном диапазоне до 540°C), нержавеющей стали (для температур до 870°C), нержавеющей стали на основе трехвалентного железа и никелевых сплавов типа Nichrome, Inconel и т.д. (для работы в окислительных средах при температурах до 1150°C).

Практически все термопары на основе металлических проводников либо подвергаются высокотемпературной обработке, либо проходят специальную температурную подготовку, целью

которой является стабилизация характеристик термопар. Обычно такой подготовки бывает достаточно, но иногда перед проведением прецизионных измерений рекомендуется провести отжиг термопары. Хотя термопары новых типов на основе Pt и Pt/Rh отжигаются при изготовлении, во многих лабораториях перед проведением калибровки проводят дополнительный отжиг всех термопар R , S и B типов, который обычно заключается в электрическом нагреве термопары в воздухе. При этом термопары обычно закрепляются между двумя зажимными устройствами, расположенными довольно близко друг к другу, таким образом, чтобы при нагреве их натяжение было минимальным. Температура нагрева проводников определяется при помощи оптического пирометра. Большинство механических напряжений в проводниках значительно снижается в течение первых нескольких минут прогрева при температуре 1400...1500°C.

Тонкопленочные термопары формируются на основе соединения двух пленок разных металлов. Такие термопары бывают двух типов: в виде пленок на съемном носителе и в виде матрицы с датчиком, встроенным в тонкий многослойный материал. Толщина металлической фольги, применяемой для изготовления термопар, составляет порядка 5 мкм, поэтому она обладает очень маленькой массой и теплоемкостью. Тонкая плоская термопара формирует плотный тепловой контакт с поверхностью измеряемого объекта. Термопары из фольги обладают хорошим быстродействием (типовое значение постоянной времени равно 10 мс) и могут использоваться с любым стандартным электронным интерфейсом. При измерении температуры датчиком, обладающим небольшой массой, всегда надо учитывать тепловые потери через соединительные провода. Поскольку пленочные термопары имеют большую величину отношения длины к толщине (порядка 1000), тепловые потери на проводах обычно очень малы.

Для присоединения пленочных термопар к объекту разработано несколько способов. Это и применение различных цементирующих материалов, и плазменное нанесение керамических покрытий. Для упрощения эксплуатации плоские термопары часто формируют на промежуточном носителе из полиамидной пленки, обладающем прочностью, гибкостью и постоянными геометрическими размерами, а также устойчивостью к нагреванию и инертностью. В процессе крепления термопары к объекту этот промежуточный слой просто удаляется при помощи небольшого нагрева. Освобожденная плоская термопара наносится на тонкую пленку; формируя при этом изолированное соединение. При выборе цемента для крепления термопар необходимо внимательно изучать их состав, чтобы там не было никаких коррозионных компонентов. Например, не рекомендуется использовать цементы на основе ортофосфорной кислоты в термопарах, в которых одним из проводников является медь.

5.5.4. Полупроводниковые датчики температуры на основе p-n перехода

Характеристики полупроводникового p-n перехода в диодах и биполярных транзисторах довольно сильно зависят от температуры. Если прямосмещенный переход соединить с генератором постоянного тока ([рис. 5.36, а](#)), то выходное напряжение, снимаемое с него, будет прямо пропорционально изменению его температуры ([рис. 5.37](#)). Достоинством такого датчика является его линейность, что дает возможность проводить его калибровку только по двум точкам для определения наклона прямой и ее пересечения с координатной осью (наклон прямой характеризует чувствительность детектора).

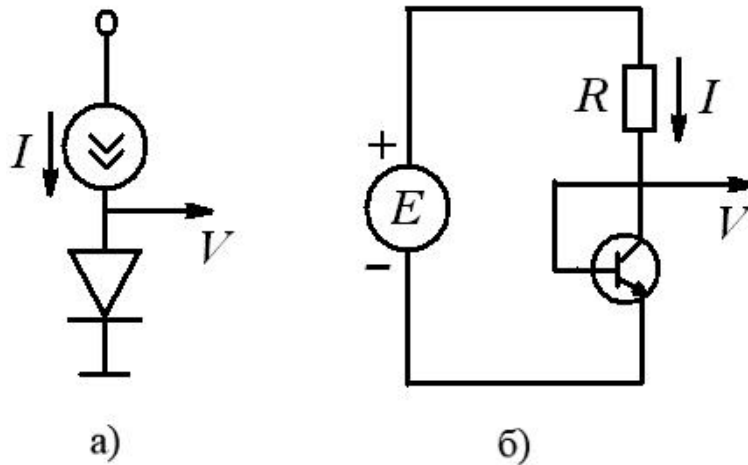


Рис. 5.36. Датчики температуры на основе прямосмещенного р-п перехода:
 а – диод;
 б – транзистор, включенный по схеме диода.

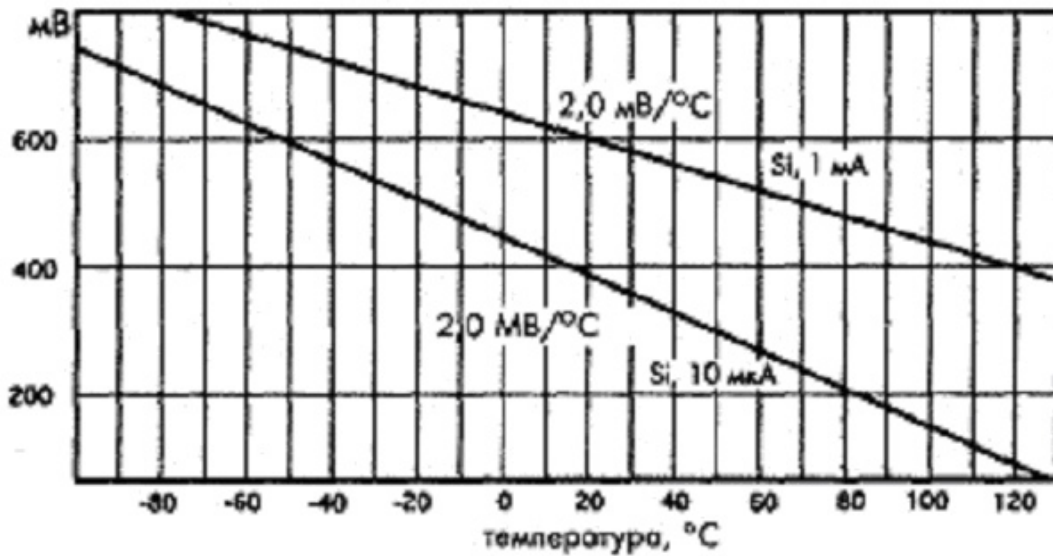


Рис. 5.37. Зависимость напряжения от температуры для прямосмещенного полупроводникового перехода, снятая в условиях постоянного тока.

Зависимость тока от напряжения для р-п перехода в диоде можно выразить в следующем виде:

$$I = I_0 e^{\left(\frac{qV}{2kT}\right)} \quad (5.34)$$

где I_0 – ток насыщения, величина которого сильно зависит от температуры. Можно показать, что зависимость напряжения на переходе от температуры имеет следующий вид:

$$V = \frac{E_g}{q} - \frac{2kT}{q} (\ln K - \ln I) \quad (5.35)$$

где E_g – ширина зоны запрещенных энергий для кремния при температуре абсолютного нуля (0 К), q – величина заряда электрона, K – константа, независимая от температуры. Из уравнения (5.35) видно, что при работе р-п перехода в условиях постоянного тока, напряжение на нем

пропорционально его температуре, а наклон этой зависимости определяется следующим выражением:

$$b = \frac{dV}{dT} = \frac{2k}{q} (\ln K - \ln I) \quad (5.36)$$

Например, для кремниевого перехода, работающего при токе 10 мкА, температурная чувствительность равна $-2,3$ мВ/°С, а при токе 1 мА, она падает до $-2,0$ мВ/°С. Любой диод или биполярный транзистор может быть использован в качестве датчиков температуры. На [рисунке 5.36, б](#)) показана схема детектора температуры на базе транзистора, в которой вместо источника тока используется источник напряжения и резистор R . Ток, протекающий через транзистор, можно найти из выражения:

$$I = \frac{E - V}{R} \quad (5.37)$$

Рекомендуется работать при токе 100 мкА. Тогда при $E = 5В$ и $V \approx 0,6В$, сопротивление R будет равно 44 кОм. При увеличении температуры напряжение V падает, что приводит к незначительному увеличению тока I . В соответствии с уравнением (5.36) это вызывает некоторое снижение чувствительности, которая выражается в появлении нелинейности. Этой нелинейностью в ряде случаев можно пренебречь, однако иногда при обработке сигналов ее приходится учитывать. Благодаря простоте и очень низкой стоимости, транзисторные (диодные) датчики температуры получили довольно широкое распространение. На [рисунке 5.38](#) показана зависимость погрешности измерений датчика температуры, реализованного на основе транзистора PN100, от температуры при рабочем токе 100 мкА. Как видно из [рисунка](#), погрешность измерений довольно мала, и во многих случаях можно даже обойтись без коррекции нелинейности.

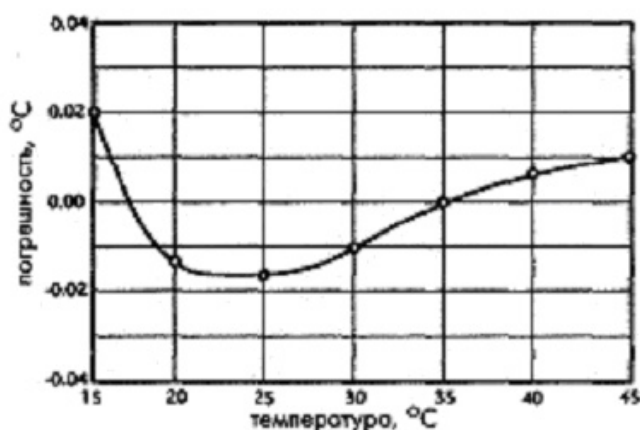


Рис. 5.38. Зависимость погрешности измерений от температуры, построенная для датчика температуры, реализованного на основе кремниевого транзистора PN100.

Детекторы температуры на основе диодов часто встраиваются в кремниевую подложку монолитных датчиков для осуществления температурной компенсации. Например, такие детекторы методом диффузии формируются на мембранах кремниевых микродатчиков давления для компенсации температурной зависимости пьезорезистивных элементов.

Напряжение на транзисторах всегда пропорционально абсолютной температуре в Кельвинах. На основе этого свойства можно реализовать недорогой, но достаточно точный датчик температуры. В этом датчике можно либо непосредственно измерять напряжение, либо предварительно

преобразовать напряжение в ток, по величине которого определять температуру. Многие фирмы выпускают датчики температуры, реализованные на этом принципе. Среди них LM35 (National Semiconductors) – с выходом по напряжению и AD590 (Analog Devices) – с токовым выходом.

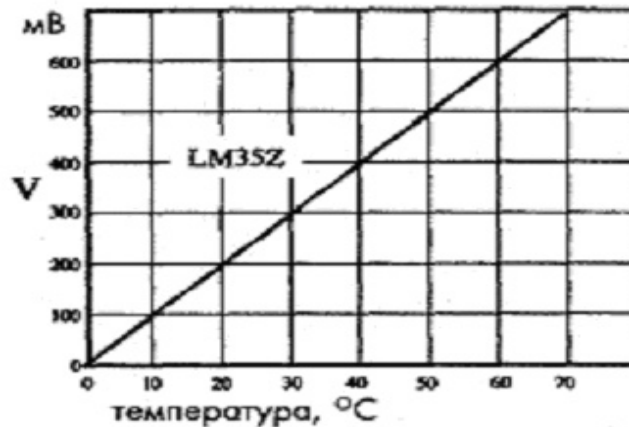


Рис. 5.39. Типовая передаточная функция полупроводникового датчика температуры LM35DZ.

На [рисунке 5.39](#) показана передаточная функция датчика LM35Z, чувствительность которого настроена на уровень 10 мВ/°С. Погрешность нелинейности такого датчика невелика, обычно она не выходит за пределы $\pm 0.1^\circ\text{C}$. Передаточную функцию такого датчика можно описать следующим выражением:

$$V_{\text{вых}} = V_0 + aT \quad (5.38)$$

где T – температура в градусах Цельсия. В идеале V_0 равно нулю, однако на практике его значение колеблется в пределах ± 10 мВ, что соответствует погрешности 1°C . Величина наклона a , как правило, находится в пределах 9.9... 10.1 мВ/°С.

Вопросы по теме: «Измерительные преобразователи»

1. Принцип действия и характеристики потенциометрических датчиков положения.
2. Как работают емкостные датчики перемещения?
3. Что такое LVDT?
4. Что такое AVDT?
5. Принцип действия дифференциального трансформатора.
6. Какие оптические энкодеры вам известны?
7. Что такое код Грея?
8. Как работает инкрементный энкодер?
9. Принцип действия индуктивных датчиков скорости.
10. Емкостные акселерометры.
11. Основные части датчиков усилий.
12. Что такое тензорезистор?
13. В чем состоит пьезорезистивный эффект?
14. Чем принципиально отличается датчик давления от датчика усилия?
15. Назовите основные эффекты, применяемые в датчиках температуры.
16. Что такое терморезистор?
17. Что такое термопара?
18. Что такое термо-ЭДС?
19. В чем состоит эффект Зеебека?

20. В чем состоит терморезистивный эффект?

«Обработка результатов экспериментов»

Что такое случайная величина (СВ)?

Величина, принимающая случайные значения.
Ошибочно измеренная величина.
Величина, случайно меняющая свою физическую при

Что такое непрерывная СВ?

СВ, возможные значения которой составляют непрерывный интервал.
СВ, определенная в диапазоне $(-?, ?)$
СВ, определенная в диапазоне $(0, ?)$

Что такое дискретная СВ?

СВ, возможные значения которой дискретны.
СВ, определенная в диапазоне $(-?, ?)$
СВ, определенная в диапазоне $(0, ?)$

Что такое функция распределения СВ?

Функция распределения СВ показывает распределение вероятности СВ во всем диапазоне возможных значений.
Функция распределения СВ показывает распределение вероятности СВ в диапазоне $(-?, ?)$
Функция распределения СВ показывает распределение вероятности СВ в диапазоне $(0, ?)$

Что такое наиболее вероятное значение СВ?

Значение СВ, соответствующее максимуму плотности вероятности СВ.
Максимальное значение СВ.
Минимальное значение СВ.

Какую форму имеет нормальный закон распределения СВ?

Колоколообразную.
Прямоугольную.
Треугольную.

Что такое дисперсия СВ?

Средний квадрат отклонения от математического ожидания.
Свойство СВ изменять свое значение.

Изменение формы распределения СВ под действием внешних факторов.

Вопросы по теме: «Измерительные системы»

Что такое чувствительность измерительной системы?

Отношение реакции системы к входному воздействию.

Что такое порог чувствительности измерительной системы?

Минимальное значение входного воздействия, при котором наблюдается отклик системы.
Максимальная величина чувствительности системы.
Минимальная величина чувствительности системы.

Что такое динамический диапазон измерительной системы?

Отношение верхнего и нижнего пределов измерений.
Диапазон входных сигналов, в пределах которого система подчиняется законам динамики.
Непрерывно меняющийся диапазон измерительной системы.

Чем определяется нижний предел измерений измерительной системы?

Уровнем собственных шумов.
Нулевым значением сигнала.
Может быть выбран произвольно.

Чем определяется верхний предел измерений измерительной системы?

Нелинейными искажениями сигнала.
Максимальным значением сигнала.
Может быть выбран произвольно.

Каковы основные виды согласования объекта измерений и измерительной системы?

Энергетическое, аэнергетическое, согласование по шуму.
Электрическое, магнитное, электромагнитное.
Полное, сопряженное, частичное.

Какова цель энергетического согласования?

Передача максимума энергии источника сигнала измерительной системе.
Выделение максимального количества энергии при проведении измерений.
Минимизация потенциальной энергии системы.

Какова цель аэнергетического согласования?

Передача минимальной энергии источника сигнала измерительной системе.
Передача всей энергии источника сигнала измерительной системе.
Выделение минимального количества энергии при проведении измерений.

Что такое отношение сигнал/шум?

Отношение мощности полезного сигнала к мощности шума.
Отношение амплитуды напряжения полезного сигнала к амплитуде шумового напряжения.

Отношение среднего квадрата напряжения полезного сигнала к среднему квадрату шумового напряжения.

Что такое коэффициент шума?

Отношение сигнал/шум на выходе системы, деленное на отношение сигнал/шум на ее входе.

Отношение мощности шума на выходе системы к мощности шума на ее входе.

Отношение мощности сигнала на выходе системы к мощности сигнала на ее входе.

Что такое операционный усилитель (ОУ)?

Усилитель в интегральном исполнении с большим коэффициентом усиления.

Усилитель, производящий арифметические операции со входным сигналом.

Мощный усилитель.

Вопросы по теме: «Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)».

Что поступает на вход АЦП.

Напряжение, подлежащее преобразованию.

Тактовые импульсы.

Двоичный код.

Перечислите основные типы АЦП.

Параллельные, последовательные, последовательно-параллельные.

Суммирующие, перемножающие.

Сверхбыстрые, быстрые, медленные.

Назовите основные параметры АЦП.

Разрядность, максимальная частота выборки, собственные шумы.

Размеры, масса, тип корпуса.

Точность, быстродействие, устойчивость.

Что такое разрядность АЦП?

Количество разрядов двоичного кода на выходе АЦП.

Количество разрядов входного сигнала АЦП.

Число входных сигналов, которые может обработать АЦП.

Что такое частота выборки АЦП?

Частота, с которой АЦП производит оцифровку входного сигнала.

Частота, с которой АЦП выбирает номер входного канала.

Максимальная частота входного сигнала АЦП.

Что такое LSB?

Младший значащий разряд.

Один из алгоритмов АЦП.

Тип корпуса АЦП.

Вопросы по теме: «Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)».

Что поступает на вход ЦАП?

Двоичный код.
Тактовые импульсы.
Напряжение, подлежащее преобразованию.

Зачем применяется ЦАП?

Преобразование двоичного кода в напряжение.
Усиление сигналов.
Ослабление шумов.

Что такое разрядность ЦАП?

Количество разрядов двоичного кода на входе ЦАП.
Количество разрядов входного сигнала ЦАП.
Число входных сигналов, которые может обработать ЦАП.

Что такое частота обновления ЦАП?

Частота, с которой ЦАП обновляет напряжение на выходе.
Частота, с которой ЦАП выбирает номер входного канала.
Максимальная частота выходного сигнала ЦАП.

Что такое весовой ток?

Ток, соответствующий единице младшего разряда ЦАП.
Ток максимального веса.
Ток на выходе ЦАП.

Что такое матрица R2R?

Электрическая схема в виде матрицы сопротивлений в составе ЦАП.

Электрическая схема, позволяющая ЦАП работать в режиме полного использования диапазона напряжений питания (Reel-to-Reel).

Вопросы по теме: «Измерительные преобразователи»

Что такое потенциметрический датчик положения?

Датчик положения на основе потенциометра.
Датчик положения, основанный на принципе измерения потенциала.
Любой датчик, в состав которого входит потенциометр.

Что такое емкостные датчики перемещения?

Датчики перемещения на основе конденсаторов переменной емкости.
Датчики перемещения, устанавливаемые внутри емкостей.
Любой датчик, в состав которого входит конденсатор.

Что такое оптические энкодеры?

Оптические решетчатые датчики перемещений.
Устройства, кодирующие оптические сигналы.
Устройства, декодирующие оптические сигналы.

Что такое код Грея?

Специальный двоичный код, применяемый в абсолютных оптических энкодерах.
Альтернативное название традиционного двоичного кода.
Альтернативное название традиционного шестнадцатричного кода.

Что такое тензорезистор?

Резистор, сопротивление которого изменяется при деформации.
Устройство, препятствующее деформациям.
Подложка, защищающая слабые части датчиков от деформации.

В чем состоит пьезорезистивный эффект?

Изменение сопротивления материала при деформации.
Сопротивление материала воздействию деформирующей силы.
Возникновение разности потенциалов в материале при деформации.

Что такое терморезистор?

Резистор, сопротивление которого изменяется при нагреве.
Устройство, препятствующее перегреву.
Подложка, защищающая чувствительные части датчиков от перегрева.

А

Акселерометр – устройство для измерения ускорения.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) – устройство, которое принимает входные аналоговые сигналы и генерирует соответствующие им цифровые сигналы, пригодные для обработки микропроцессорами и другими цифровыми устройствами.

Б

В

Вихревой ток – ток, возникающий в проводящем материале под действием внешнего магнитного поля. Плоскость контура вихревого тока перпендикулярна линии индукции магнитного поля.

Г

Гистограмма – график, показывающий распределение случайной величины по интервалам, называемым разрядами. В пределе бесконечно малых разрядов дает функцию плотности вероятности случайной величины.

Д

Динамическая чувствительность измерительной системы – это отношение приращения выходного сигнала к приращению входного сигнала

Динамический диапазон – отношение верхнего и нижнего пределов измерений.

Доверительная вероятность – вероятность попадания случайной величины в доверительный интервал.

Доверительный интервал – интервал значений случайной величины, в который она попадает с заданной вероятностью.

Дробовой шум – шум, обусловленный дискретным характером заряда.

Е

Ж

З

Закон распределения случайной величины – см. Функция распределения случайной величины.

И

Измерительная система – это средство измерений, решающие комплексные измерительные задачи при одновременном контроле большого числа физических величин.

Импеданс – отношение комплексных напряжения и тока (комплексное сопротивление).

К

Кермет – металлокерамический сплав применяемый в потенциометрах с непрерывным изменением сопротивления.

Код Грея – специальный двоичный код, применяемый в оптических решетчатых датчиках перемещений (абсолютных энкодерах) для уменьшения влияния погрешности изготовления решетки. Отличается от простого двоичного кода тем, что два соседних закодированных числа отличаются только в одном двоичном разряде.

Компаратор – устройство, предназначенное для сравнения сигналов подаваемых на два его входа. Выходное напряжение может принимать одно из двух значений, в зависимости от того на каком из входов напряжение больше.

Коэффициент усиления – чувствительность измерительного усилителя

Коэффициент шума – показывает как изменяется отношение сигнал/шум при прохождении измерительной системы.

Л

ЛРДТ (LVDT) – линейно регулируемый дифференциальный трансформатор (активный индуктивный датчик линейных перемещений)

М

Н

О

Операционный усилитель (ОУ) – усилитель в интегральном исполнении, имеющий очень высокий коэффициент усиления (как правило порядка 10⁶)

Отклик – реакция измерительной системы на входной сигнал.

Отношение сигнал/шум (S/N) – отношение мощности, рассеиваемой сигналом на входном импедансе измерительной системы, к мощности, рассеиваемой шумом на том же (нешумящем) импедансе.

Отрицательный температурный коэффициент (ОТК) сопротивления – см. [температурный коэффициент сопротивления](#)

П

Плотность вероятности случайной величины – нормированная на единицу функция, описывающая распределение случайной величины.

Положительный температурный коэффициент (ПТК) сопротивления – см. [температурный коэффициент сопротивления](#)

Порог чувствительности – наименьший входной сигнал, который, с заданной вероятностью, может быть обнаружен измерительной системой.

Потенциометр – резистор со средней точкой, имеющей, как правило, скользящий контакт с резистивным элементом

Пределы измерения – диапазон значений входного сигнала, в котором с помощью данной измерительной системы можно измерить нужную величину с заданной точностью.

ПРДТ (AVDT) – поворотнo-регулируемые дифференциальные трансформаторы (активный индуктивный датчик угловых перемещений)

Пьезорезистивный эффект – наличие зависимости сопротивления материала от величины его деформации.

Р

Разность потенциалов Зеебека – напряжение, возникающее на концах термопары вследствие эффекта Зеебека.

Разрешающая способность – это величина, равная отношению уровня входного сигнала к наименьшему его изменению, при котором наблюдается изменение выходного сигнала.

С

Систематическая погрешность – это составляющая погрешности измерений, которая при многократных измерениях остается постоянной или изменяется по вполне определенному закону.

Случайная погрешность – это составляющая погрешности, изменяющаяся случайным образом при многократных измерениях одной и той же физической величины.

Статистический ряд – набор статистического материала, относящийся к однотипным измерениям и подлежащий обработке.

Т

Тензодатчик – пластичный резистор, датчик построенный на основе пьезорезистивного эффекта.

Температурный коэффициент сопротивления – коэффициент пропорциональности между сопротивлением металла и его температурой. Может быть положительным (ПТК), в этом случае сопротивление растет с ростом температуры, и отрицательным (ОТК) – сопротивление падает с ростом температуры.

Тепловой шум – шум, возникающий из-за тепловых колебаний носителей заряда.

Термопара – преобразователь температуры, построенный на эффекте Зеебека.

Терморезистивный датчик – преобразователь температуры, построенный на эффекте температурной зависимости сопротивления металлов.

174

У

Ф

Функция распределения случайной величины – функция описывающая вероятность случайной величины.

Х

Ц

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) – устройство, предназначенное для преобразования числа, определенного, как правило, в виде двоичного кода, в напряжение или ток, пропорциональные значению цифрового кода.

Цепь обратной связи (ОС) – цепь, при помощи которой часть выходного сигнала ОУ подается на его вход. Отрицательная ОС применяется для повышения устойчивости работы ОУ. Положительная ОС может применяться для создания самовозбуждаемых осцилляторов.

Ч

Чувствительность измерительной системы – это отношение величины выходного сигнала к величине входного сигнала.

Ш

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – вид модуляции импульсного сигнала, при котором постоянными остаются амплитуда и частота сигнала, а его скважность изменяется в соответствии с модулирующим сигналом.

Щ

Э

Ю

ВОПРОСЫ ИТОГОВОЙ АТТЕСТАЦИИ

к курсу

«ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ В СОВРЕМЕННОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ»

1. Источники ошибок измерений. Систематические и случайные ошибки.
2. Законы распределения и числовые характеристики случайных величин.
3. Статистические ряды, гистограммы, выравнивание статистических рядов.
4. Системы случайных величин. Корреляционный анализ.
5. Особенности статистической обработки при ограниченном количестве опытов. Оценка числовых характеристик распределения по опытным данным. Доверительный интервал, доверительная вероятность.
6. Сглаживание экспериментальных зависимостей.
7. Обработка экспериментальных данных в MatLab. Линейная интерполяция. Возможности среды LabVIEW.
8. Основные характеристики измерительных устройств и преобразователей.
9. Источники помех в измерительных системах и способы их подавления.
10. Собственные шумы в измерительных системах.
11. Операционный усилитель. Идеальный ОУ. Обратная связь. Схемы с ОУ.
12. Реальный ОУ. Компаратор.
13. Принципы построения и функционирования ЦАП. Основные характеристики ЦАП. Примеры реализации.
14. Общие сведения об АЦП. Динамические параметры.
15. АЦП параллельного типа.
16. АЦП последовательного типа.
17. Последовательно-параллельные АЦП.
18. Интегрирующие АЦП.
19. АЦП с многократным интегрированием.
20. Сигма-дельта АЦП.
21. Индуктивные датчики перемещения.
22. Емкостные датчики перемещения.
23. Оптические датчики перемещения и варианты кодирования.
24. Импульсные оптические датчики перемещения датчики (относительные энкодеры).
25. Датчики конечного положения.
26. Датчики абсолютных и относительных угловых перемещений.
27. Индуктивные датчики ускорений.
28. Емкостные датчики ускорений.
29. Конструкция и принцип действия датчиков усилия.
30. Тензорезистивные датчики. Схемы включения.
31. Датчики давления.
32. Параметры термодатчиков. Рабочий диапазон. Чувствительность.
33. Термопары. Типы термопар.
34. Термометры сопротивления.
35. Полупроводниковые термодатчики.
36. Градуировка термодатчиков.
37. Современные интегральные температурные датчики.
38. Принципы передачи данных по GPIB. Основные свойства и характеристики интерфейса.

39. Современные программные средства для работы с GPIB-устройствами.

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ ПО КУРСУ «Электронные методы и приборы в современной измерительной технике»

ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ ПО КУРСУ:

Теория ошибок и обработка опытных данных:

«Математическая и графическая обработка массивов экспериментальных данных»

Аннотация:

Изучаются методы математической и графической обработки массивов экспериментальных данных. Обработка проводится как аналитически, так и с использованием современных вычислительных пакетов.

Построение современных измерительных систем:

- **«Изучение операционного усилителя»**
- **«Изучение ЦАП»**
- **«Изучение АЦП»**
- **«Изучение цифрового запоминающего осциллографа»**
- **«Изучение функционального генератора-синтезатора»**

Аннотация:

Изучаются основные узлы современных систем автоматизированных измерений и управления ходом эксперимента. Рассматриваются принципы, лежащие в основе этих узлов и конкретные примеры устройств.

Измерительные преобразователи:

- **«Измерение температуры с помощью термопары»**
- **«Измерение температуры с помощью термометра сопротивления»**
- **«Измерение усилия с помощью тензомоста»**
- **«Абсолютный энкодер»**
- **«Измерение перемещений»**

Аннотация:

Изучаются основные виды измерительных преобразователей. Особое внимание уделяется практическим аспектам определения характеристик систем на их основе, методам согласования и калибровки.

-

Правила выполнения и защиты лабораторных работ курс: «ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ В ФИЗИЧЕСКОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ»

Основные правила проведения экспериментальных исследований в учебных лабораториях

Общие положения:

Экспериментальные исследования (лабораторные и курсовая работы, контрольные практические задания) выполняются студентами согласно установленного в начале семестра расписания. К выполнению работы не допускаются учащиеся, которые:

- не прошли аттестацию по технике безопасности и правил эксплуатации электроустановок;
- грубо нарушают правила внутреннего распорядка в лаборатории;
- не подготовились для выполнения экспериментальных исследований;

Техника безопасности

- Инструктаж по «Правила технической эксплуатации электроустановок и Правила техники безопасности при их эксплуатации» проводится преподавателем, ведущим занятие, совместно с представителями служб главного инженера университета.
- При положительных результатах тестовых заданий получают допуск (выдается службой главного энергетика РУДН) для работы в лаборатории с оборудованием до 1000 В.

Студент обязан:

- Строго выполнять правила внутреннего распорядка в лаборатории, бережно относиться к оборудованию и приборам лаборатории.
- Самостоятельно подготовиться к выполнению экспериментальных исследований, и получить разрешение на их выполнение у курирующего преподавателя с отметкой в лабораторном журнале;

Студент несет ответственность:

- за порчу имущества и нанесение материального ущерба лаборатории

Преподаватель несет ответственность:

- за поддержание рабочей дисциплины и порядка в лаборатории;

Преподаватель имеет право:

- отстранять от проведения работ студентов, нарушающих установленные выше правила;

Требования к оформлению отчета самостоятельных работ (лабораторных, курсовых работ и контрольных практических заданий)

Структура отчета

Объем отчета по лабораторной работе не должен превышать 8 стр. Объем отчета по курсовой работе не должен превышать 18 стр. Текст набирается на компьютере и печатается на принтере.

Требования по содержанию разделов и оформлению отчета изложены ниже.
Отчет (требования к содержанию разделов лабораторного отчета) включает:

- Титульный лист;
- Аннотация;

Представляет собой краткое (несколько предложений) содержание работы, включающее цель работы, объект исследований, используемый метод, диапазон варьируемых параметров эксперимента, основной результат, погрешности измерений.

- Введение;

Содержит краткое теоретическое рассмотрение изучаемого явления и краткий обзор литературы по изучаемому вопросу;

- Описание эксперимента

В данном разделе, относящемся к постановке эксперимента, необходимо дать подробное описание используемых методов, последовательности операций, способов и приемов, которые характеризуют технологию эксперимента.

2.1 Методика измерений,

Описывается основная идея эксперимента и дается детальное описание методики измерений, средств измерений и диагностики.

2.2 Описание установки,

Дается подробное описание экспериментальной установки. Особое внимание уделяется тем ее элементам, которые могут влиять на результаты измерений.

2.3 Результаты измерений;

Приводится полный спектр первичных результатов измерений в виде таблиц и/или графиков. Детально описаны условия, при которых они получены.

- Анализ результатов измерений, включающий:

3.1 Обработка результатов

Описываются используемые алгоритмы обработки результатов измерений.

3.2 Оценка погрешностей;

Приводятся погрешности измеряемых величин и результатов измерений. Описываются методики, с помощью которых определялись погрешности.

- Обсуждение полученных результатов;

Основной акцент дается на главный результат. Указывается область варьируемых параметров эксперимента, в которых полученный результат устойчив. Проводится сравнение полученных результатов с теоретическими выводами, обсуждаются их расхождения, и делается попытка их объяснения.

- Выводы и заключение;

Отмечается суть выполненной работы, делаются выводы. Приветствуются оригинальные подходы к решению поставленной задачи, критические замечания по улучшению методики проведения эксперимента.

- Список используемой литературы.

В разделе указывается используемая при выполнении работы основная и дополнительная литература.

Общие положения по оформлению

Электронная копия отчета и ее бумажный вариант должна быть в MS Word. При оформлении границы полей, шрифты, параметры абзацев, вставки (номера страниц, рисунки, графики и т.п.) задаются с помощью панели инструментов или меню (Файл - Параметры страницы; Формат – Шрифт, Абзац, Регистр; Вставка – Номера страниц, Рисунок).

Титульные листы отчетов лабораторной работы и курсовой представлены в Приложение А. Шрифт - Times New Roman Суг, размер - 14 пт, регистры – указаны в примере, выравнивание абзацев - по центру.

Разделы и подразделы должны иметь заголовки. Заголовки разделов располагают с левого края строки без точки в конце. Текст раздела отделяется от текста двумя межстрочными интервалами. Переносы в заголовках не допускаются. Каждый раздел рекомендуется начинать с новой страницы.

Для нумерованных заголовков разделов отчета шрифт - Times New Roman, размер - 12 пт, Bold, выравнивание по левому краю.

Пример:

- Раздел 1,
 - Подраздел 1.1,
 - пункт 1.1.1,

подпункт 1.1.1.1.

Основной текст - формат А-4 (297x210), ориентация - книжная. Границы полей: верхнее, нижнее – 2 см; левое– 2.5 см, правое -1.5см, шрифт - Times New Roman, размер - 12 пт, интервал - полуторный (Word), автоматический перенос слов в границах полей, выравнивание по ширине. Формулы и символы набираются в редакторе формул Equation. Ссылки в тексте заключены в квадратные скобки.

Нумерация страниц (меню Вставка - Номера страниц). Положение - внизу страницы, выравнивание - по центру, без нумерации первой страницы - титульного листа.

Пример оформления отчета показан в методических рекомендациях.

Графический материал и таблицы

Иллюстрации: схемы, чертежи, графики, диаграммы, фотоснимки, рисунки следует располагать по тексту непосредственно после первого упоминания или на следующей странице, если в указанном месте они не помещаются.

Все иллюстрации в тексте должны быть со ссылками. Допустима как сквозная нумерация рисунков, так и нумерация в пределах раздела («согласно рисунка 4» - при сквозной нумерации, либо «согласно рисунка 3.4» при нумерации в пределах раздела). Номер следует размещать под иллюстрацией посередине после слова «Рис.».

Рисунки могут быть выполнены с помощью ЭВМ или от руки. На графиках, выражающих количественные зависимости (экспериментальные, расчетные), должна быть координатная сетка. Стрелки на осях координат в этом случае не ставятся. Цифры располагают ниже оси абсцисс и левее оси ординат. Обозначения физических величин и единиц измерения приводят через запятую с внешней стороны оси по центру или с противоположного относительно начала координат края. Масштаб координатной сетки (линейный, логарифмический масштаб или иной) выбирается из соображений удобства представления результатов. На одном графике допустимо представление семейства функциональных зависимостей. При этом кривые отображаются сглаженными линиями различного типа или цвета, допускается вводить обозначение параметра, при котором получены данные результаты. Экспериментальные точки отмечаются на графике символами. Результаты измерений и расчетов также целесообразно представлять в виде таблиц. Все таблицы в тексте должны быть с ссылками. Допустима как сквозная нумерация таблиц, так и нумерация в

пределах раздела («согласно таблицы 4» - при сквозной нумерации, либо «согласно таблицы 3.4» при нумерации в пределах раздела). Таблицы следует располагать по тексту непосредственно после первого упоминания или на следующей странице, если в указанном месте они не помещаются. Номер таблицы следует размещать в правом верхнем углу после слова «Таблица» над заголовком таблицы. Если в работе одна таблица, её не нумеруют. Слово «Таблица» и заголовок начинаются с прописной буквы, точка в конце заголовка не ставится. Заголовки граф таблицы должны начинаться с прописных букв.

Математические символы и формулы

Уравнения и формулы в тексте располагаются в отдельной строке со свободными строками выше и ниже. Если уравнение не умещается в одну строку, оно должно быть перенесено после математических знаков (+, -, x) с их обязательным повторением в новой строке. Пояснение значений, символов и числовых коэффициентов следует приводить непосредственно по тексту или под формулой в той же последовательности, как и в формуле. Значение каждого символа и числового коэффициента следует давать с новой строки, первую строку пояснения начинают со слова «где» без двоеточия. Формулы и уравнения в работе следует нумеровать по выбранному способу нумерации сквозному или в пределах раздела.

Написание обозначений единиц физических величин

При написании числовых значений величин и их обозначений используются согласно системы измерений СИ или СГС. Между последней цифрой числа и обозначением единицы физической величины следует оставлять пробел, исключение составляют знаки, поднятые над строкой. 15 В, 20 А, 12 Вт, 4,3 Дж, 35°, 1 10⁻³ Торр, 25%. Не допускается перенос обозначения единиц на следующую строку. Единицы измерений, названные в честь выдающихся ученых, обозначают с большой буквы, например: В (Вольт), Гц (Герц), Па (Паскаль).

Обозначения единиц измерений величин, представимых в виде произведения или частного, следует отделять точкой или косой чертой например: А·м Вт/(м² К). Десятичные кратные и дольные единицы представляют в виде: кГц (килогерц), МВт (мегаватт), мВт (милливатт), мкс (микросекунда), мс (миллисекунда).

Список использованных литературных источников

Список использованных источников составляют в порядке появления ссылок в тексте или в алфавитном порядке. Ссылки следует приводить в форме указания порядкового номера по списку источников, выделенного квадратными скобками, например, [28]. При ссылке на формулу или рисунок и т.п. из первоисточника следует указывать номера страниц, например [18, с.704].

Допускается приводить ссылки на литературу в подстрочном примечании.

Примеры библиографических описаний:

Монография (учебник, справочник) центрального издательства при числе авторов не более трех:

- Б.Б. Кадомцев Коллективные явления в плазме Москва.: Наука, 1988. 304 с.

Монография (учебник, справочник) центрального издательства при числе авторов больше трех и наличии редактора (редакторов):

- Конструирование экранов и СВЧ-устройств / А.М. Чернушенко, Б.В. Петров, Л.Г. Малорацкий и др.; Под. ред. А.М. Чернушенко Москва: Радио и связь, 1990. 351 с.

Отдельный том многотомного издания:

- Савельев И.В. Курс общей физики. Т.1. Механика. Молекулярная физика: Учеб. пособие для студентов вузов. 2-е изд., перераб. М.: Наука, 1982.432 с.

Вузовские учебные пособия:

- М.В. Кузелев, А.А. Рухадзе, П.С. Стрелков Плазменная релятивистская СВЧ-электроника: Учеб. пособие / Москва.: Издательство МГТУ им.Н.Э.Баумана, 2002. 543 с.

Периодические издания:

- R. Benattar, C. Galas, P. Ney X-UV Index of refraction of dense and hot plasmas // Journal of X-ray Science and Technology. 1995. № 5. p.p. 249-260.
- Взаимодействие электронного пучка с плазмой / И.Ф. Харченко, Я.Б. Файнберг, Р.Н. Николаев и др. // ЖЭТФ 1960. Т. 38, вып. 3. С. 685-692.

Материалы конференций:

9. А.С. Постникова, Б.В. Шишкин Система автоматизации для построения изображения объектов в терагерцовом диапазоне частот // Образовательные, научные и инженерные приложения в среде Labview и технологии National Instruments: Сборник трудов. междунар. науч.-практ. конф. / Москва. Издательство Российского университета дружбы народов, 2006. С. 259-262.
10. ECR plasmas and ECR Ion Sources / A.Girard, C.Lecot, G.Melin // 27th EPS Conference on Contr. Fusion and Plasma Phys. / Budapest, 2000. vol.24B(2000), p.p. 85-88.

Список рекомендованной литературы

Используемая литература:

1. Клаассен К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике. –М.: Постмаркет, 2002. –352 с.
2. Афонский А.А., Дьяконов В.П. Измерительные приборы и массовые электронные измерений. –М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2007. –544 с.
3. Фрайден Дж. Современные датчики. Справ. –М.: Техносфера, 2005. –588 с.
4. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. –М.: Физмат, 1962. –564 с.
5. Поливанов П.М. Линейные электрические цепи с сосредоточенными постоянными. –М.: Энергия, 1972. –240 с.
6. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. –М.: Высш.шк., 2000, –135 с.
7. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): Учебник для вузов / Под. ред. О.П. Глудкина. –М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 768 с.
8. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах / пер. с англ. –М.: Мир, 1986. –399 с.
9. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / пер с англ. –М.: Мир, 1978. –848 с.
10. Сергиенко А.Б Цифровая обработка сигналов. –С.Пб.: Питер, 2004. –608 с.
11. Дьяконов В.П. Mathcad 11/12/13 в математике: справочник. –М.: Изд-во «Горячая линия - Телеком», 2007. –958 с.
12. Алексеев Е.Р., Чеснокова О.В. Решение задач вычислительной математики в пакетах Mathcad 12, MATLAB 7, Maple 9. –М.: Изд-во «НТ Пресс», 2004. –496 с.
13. Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др. Радиотехнические системы. –М.: Высшая школа, 1990. –496 с.
14. Патон Б. Основы аналоговой и цифровой электроники. –М.: ДМК, 2002. –190 с.
15. Методы практического конструирования при нормировании сигналов с датчиков / пер. под ред. Б.Л. Горшкова // Материалы семинара Practical design techniques for sensor signal conditioning. –New York, 1994, jun.
16. Ramon Pallas-Areny, John G. Webster Sensors and signal conditioning, John Wiley, N-Y., 1991, –356 p.

ТЕМЫ ЛЕКЦИЙ И ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ

7 СЕМЕСТР (сентябрь-январь)

Неделя 1: *Лекция. Теория ошибок. Прикладные аспекты теории вероятностей.* Источники ошибок измерений. Систематические и случайные ошибки. Законы распределения и числовые характеристики случайных величин.

Неделя 2: *Лекция. Обработка экспериментальных данных.* Статистические ряды, гистограммы, выравнивание статистических рядов. Системы случайных величин. Корреляционный анализ.

Неделя 3: *Лекция. Обработка экспериментальных данных.* Особенности статистической обработки при ограниченном количестве опытов. Оценка числовых характеристик распределения по опытным данным. Доверительный интервал, доверительная вероятность. Сглаживание экспериментальных зависимостей.

Неделя 4: *Лекция. Построение измерительных систем.* Основные характеристики измерительных устройств и преобразователей.

Неделя 5: *Лекция. Построение измерительных систем.* Источники помех и способы их подавления. Собственные шумы.

Неделя 6: *Лекция. Элементы аналоговой схемотехники.* Операционный усилитель. Идеальный ОУ. Обратная связь. Схемы с ОУ. Реальный ОУ. Номенклатура ОУ.

Неделя 7: *Лекция. Элементы аналоговой схемотехники.* Повторитель напряжения. Измерительный усилитель. Усилитель заряда. Компаратор.

Неделя 8 : *Лекция. Принципы и схемы аналого-цифрового преобразования.* Общие сведения. Динамические параметры. АЦП параллельного типа. АЦП последовательного типа.

Неделя 9 : *Лекция. Принципы и схемы аналого-цифрового преобразования.* Последовательно-параллельные АЦП. Интегрирующие АЦП.

Неделя 10 : *Лекция. Принципы и схемы аналого-цифрового преобразования.* АЦП с многократным интегрированием. Сигма-дельта АЦП.

Неделя 11 : *Лекция. Принципы и схемы цифро-аналогового преобразования.* Принципы построения и функционирования ЦАП. Основные характеристики ЦАП. ЦАП параллельного типа. ЦАП последовательного типа.

Неделя 12 *Лекция. Датчики положения.* Потенциометрические датчики. Емкостные датчики. Индуктивные и магнитные датчики. Решетчатые оптические датчики и варианты кодирования.

Неделя 13: *Лекция. Датчики скоростей и ускорений.* Индуктивные датчики скорости. Емкостные акселерометры.

Неделя 14: *Лекция. Датчики усилий.* Тензодатчики. Пьезоэлектрические датчики силы.

Неделя 16: *Лекция. Датчики давления.* Пьезоэлектрические датчики давления. Емкостные датчики давления. Датчики с переменным магнитным сопротивлением.

Неделя 16 Лекция. Датчики температуры. Терморезистивные датчики.

Неделя 17: Лекция. Датчики температуры. Термопары.

Неделя 18: Лекция. Датчики температуры. Полупроводниковые датчики температуры.

Календарный план курса

Виды и содержание учебных занятий				
Неделя	Лекции	Число часов	Лабораторные занятия	Число часов
1	Теория ошибок. Прикладные аспекты теории вероятностей.	2	ПТЭ ПТБ	2
2	Обработка экспериментальных данных.	2	Лабораторная работа №1	4
3	Обработка экспериментальных данных.	2		
4	Построение измерительных систем.	2	Лабораторная работа №2	4
5	Построение измерительных систем.	2		
6	Элементы аналоговой схемотехники.	2	Лабораторная работа №3	
7	Элементы аналоговой схемотехники.	2		4
8	Принципы и схемы аналого-цифрового преобразования.	2	Лабораторная работа №4	
9	Принципы и схемы аналого-цифрового преобразования.	2		4
Промежуточный контроль знаний				
10	Принципы и схемы аналого-цифрового преобразования.	2	Лабораторная работа №5	
11	Принципы и схемы цифро-аналогового преобразования.	2		4
12	Датчики положения.	2	Лабораторная работа №6	
13	Датчики скоростей и ускорений.	2		4
14	Датчики усилий.	2	Лабораторная работа №7	
15	Датчики давления.	2		4
16	Датчики температуры.	2	Лабораторная работа №8	
17	Датчики температуры.	2		4
18	Датчики температуры.	2		
19	Сдача контрольного практического задания (курсовой)			2
20	Итоговый контроль знаний			2

Примерный перечень тем курсовых работ и контрольных практических заданий.

1. Контроль привода на основе ШД с помощью CompactRIO.
2. Управление 2-D и 3-D приводами на основе ШД
3. Контроль сервопривода с помощью CompactRIO.
4. Управление 2-D и 3-D сервоприводами.
5. Многоканальный анализатор временного распределения статистических импульсов в режиме совпадения и антисовпадения на базе PXI.
6. Многоканальный анализатор амплитудного распределения статистических импульсов на базе PXI.
7. Прецизионный PXI-мультиметр с автоматическим выбором предела.
8. Программирование FPGA на основе устройств CompactRIO.
9. Создание широкополосного радиочастотного спектроанализатора на базе PXI.

Вопросы для самостоятельной работы по темам к курсу «ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ В СОВРЕМЕННОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ»

Вопросы по теме: «Обработка результатов экспериментов»

1. Что такое случайная погрешность?
2. Что такое систематическая погрешность?
3. Что такое случайная величина (СВ)?
4. Что такое функция распределения СВ?
5. Что такое плотность вероятности СВ?
6. Что такое медиана распределения СВ?
7. Что такое дисперсия СВ?
8. Что такое доверительный интервал?
9. Что такое доверительная вероятность?

Вопросы по теме: «Измерительные системы»

Что такое чувствительность измерительной системы?

1. Что такое порог чувствительности измерительной системы?
2. Что такое разрешающая способность измерительной системы?
3. Что такое динамический диапазон измерительной системы?
4. Чем определяются пределы измерений измерительной системы?
5. Что такое отклик измерительной системы?
6. Каковы основные виды согласования объекта измерений и измерительной системы?
7. Какова цель энергетического согласования?
8. Какова цель анэнергетического согласования?
9. Чем определяются собственные шумы измерительной системы?
10. Что такое коэффициент шума?
11. Что такое отношение сигнал/шум?
12. Что такое операционный усилитель (ОУ)?
13. Назовите основные схемы включения ОУ.

Вопросы по теме: «Аналого-цифровые преобразователи (АЦП)».

1. Перечислите основные типы АЦП.
2. Назовите основные параметры АЦП.
3. Какова идеология аналого-цифрового преобразования?
4. Принцип действия последовательных АЦП.
5. Принцип действия параллельных АЦП.
6. Принцип действия интегрирующих АЦП.
7. Принцип действия сигма-дельта АЦП.

Вопросы по теме: «Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)».

1. Принцип действия параллельных ЦАП.
2. Принцип действия последовательных ЦАП.
3. Что такое весовой ток?
4. Что такое матрица R2R?
5. Что такое ШИМ?

Вопросы по теме: «Измерительные преобразователи»

1. Принцип действия и характеристики потенциометрических датчиков положения.
2. Как работают емкостные датчики перемещения?
3. Что такое LVDT?
4. Что такое AVDT?
5. Принцип действия дифференциального трансформатора.
6. Какие оптические энкодеры вам известны?
7. Что такое код Грея?
8. Как работает инкрементный энкодер?
9. Принцип действия индуктивных датчиков скорости.
10. Емкостные акселерометры.
11. Основные части датчиков усилий.
12. Что такое тензорезистор?
13. В чем состоит пьезорезистивный эффект?
14. Чем принципиально отличается датчик давления от датчика усилия?
15. Назовите основные эффекты, применяемые в датчиках температуры.
16. Что такое терморезистор?
17. Что такое термопара?
18. Что такое термо-ЭДС?
19. В чем состоит эффект Зеебека?
20. В чем состоит терморезистивный эффект?

Интернет ресурсы по тематике курса
«ЭЛЕКТРОННЫЕ МЕТОДЫ И ПРИБОРЫ В СОВРЕМЕННОЙ
ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ»

<http://www.gaw.ru/html.cgi/components/dac/index.htm>

<http://www.gaw.ru/html.cgi/components/adc/index.htm>

<http://old.electronix.ru/sites/standarts/modbus/intr7.html>

http://www.itt-ltd.com/reference/ref_ieee488.html

www.thermoptics.com

www.ti.com

<http://www.ni.com/pdf/manuals/320999e.pdf>

<http://www.labview.webhost.ru/?GPIB>

<http://www.arcelect.com/rs232.htm>

Методические указания по курсу «ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ В ФИЗИЧЕСКОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ»

Общие правила выполнения практических работ

В рамках читаемого курса в физических лабораториях студенты выполняют лабораторные работы, количество которых определено учебным планом по дисциплине, а также выполняют самостоятельную исследовательскую работу - контрольное практическое задание или курсовую работу.

Лабораторное занятие - практическое учебное занятие, проводимое в учебных лабораториях с целью углубления знаний и приобретения навыков постановки и проведения эксперимента в области изучаемой дисциплины.

Объектом изучения при проведении лабораторных занятий является конкретный физический объект, рассматриваемый в предметной области курса. Объект изучения (электрофизический стенд, измерительный модуль, измерительный прибор) может представлять собой реальный объект или модель - виртуальную, физическую и т.д.

Курсовая работа является самостоятельной учебной работой – первым научным исследованием, в котором студентом раскрываются теоретические и практические проблемы выбранной темы.

Курсовая работа должна представлять собой, заверченный материал, в котором приведены результаты, раскрывающие закономерности взаимосвязей между изучаемыми явлениями и процессами, а так же содержать авторское видение и решение поставленной задачи.

Объектом исследований при выполнении курсовой работы является изучение физических явлений или процессов, при этом самостоятельно привлекаемые и используемые диагностические методы измерений, методы моделирования либо подходы теоретического изучения преимущественно основаны на знаниях полученных студентом в предшествующий период обучения или изучаемых самостоятельно. Результаты курсовой работы могут являться прологом будущей дипломной работы.

Контрольное практическое задание – самостоятельная учебная работа, направленная на постановку физического эксперимента, связанного с модернизацией и совершенствованием работ лабораторного практикума.

Контрольное практическое задание представляет, заверченный материал, в котором представлены результаты самостоятельной работы студента по разработке и постановке новых упражнений лабораторного практикума и связаны с совершенствованием постановки эксперимента, разработки новых схем измерений, повышения точности измерений или обработки экспериментальных данных и содержат авторское видение и решение поставленной задачи.

Объектом исследований при выполнении контрольного практического задания являются существующие и вновь создаваемые лабораторные стенды практикума «Измерения и приборы в физическом эксперименте».

Организация выполнения курсовых работ или контрольных практических заданий.

О необходимости выполнения курсовой работы студента информируют на первой лекции и предлагают либо выбрать тему работы из списка, либо заранее самостоятельно обдумать и предложить тему будущей работы.

Подготовка и защита курсовой работы, а также ее оценка в учебной программе каждого направления определяется большой ролью этого вида подготовки специалиста в общей системе учебных программ, нацеленных на фундаментальность и систематичность образования. Для завершения и защиты курсовой работы студенту предоставляется в конце семестра специально одна неделя, свободная от аудиторных занятий. В течение первой установочной недели, отведенной на выбор курсов, утверждается тема и научный руководитель курсовой работы. Темы курсовых работ находятся на портале кафедр. Студент, консультируясь с преподавателями

кафедры, за которой закреплено руководство курсовыми работами, определяет тему своей курсовой работы.

Выполнение курсовых работ происходит по следующей схеме:

- выбор темы;
- поиск литературы и ее изучение;
- проведение расчетов, аналитических выводов, экспериментальных исследований;
- написание первого варианта и представление ее научному руководителю;
- исправление и доработка текста на основе замечаний руководителя;
- представление окончательного текста курсовой работы и ее защита перед учебной комиссией кафедры.

Отчетность (ведомость) по курсовой работе сдается в учебную часть в строго определенные сроки (первая учебная неделя).

Выполнение контрольных практических заданий происходит по аналогичной схеме, единственное отличие - сдача работы происходит курирующему преподавателю.

Ряд исследований при выполнении экспериментальной части работы требуют разработки программного, программно-аппаратного обеспечения или изготовления узлов, устройств или приспособлений для существующих в лаборатории по данному курсу или вновь создаваемых электрофизических стендов.

Разработка программного, программно-аппаратного обеспечения осуществляется в дисплей-классе центра прикладных информационных технологий университета, оснащенного всем необходимым оборудованием и программным обеспечением.

Часть работ (слесарных, электро и радиомонтажных) выполняется студентом самостоятельно в технологической лаборатории кафедры экспериментальной физики, оснащенной соответствующим инструментарием и станками. Узлы, требующие квалифицированного изготовления, могут быть изготовлены в научно-производственных или стеклодувных мастерских университета. В этом случае чертежи, самостоятельно подготовленные студентом, утверждаются преподавателем, и оформляется заказ от кафедры экспериментальной физики согласно установленным в университете правил для их изготовления.

Естественным требованием при выполнении экспериментальной части работы является наличие удостоверения о сдаче в начале учебного года минимума по технике безопасности, строгое выполнение правил ТБ и выполнение требований и правил эксплуатации энергоустановок. Надзор за выполнением указанных требований осуществляется курирующим преподавателем.

В процессе выполнения курсовой работы или контрольного практического задания текущее состояние работы еженедельно обсуждается с преподавателем, курирующим их выполнение. Обработка результатов практической части работы, и подготовка отчета по курсовому проекту может быть выполнена студентом в дисплей-классе центра прикладных информационных технологий университета, оснащенного практически всеми необходимыми аппаратными и программными ресурсами.

Защита курсовых работ осуществляется перед экспертной учебной комиссией, назначаемой зав. кафедрой на специальном заседании научного семинара кафедры и представляет собой публичное научное сообщение по результатам работы должным образом оформленное с использованием мультимедийных средств. Лучшие работы могут быть рекомендованы в качестве докладов на ежегодную университетскую конференцию.

Бально-рейтинговая система курс: «ИЗМЕРЕНИЯ И ПРИБОРЫ В ФИЗИЧЕСКОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ»

Условия и критерии выставления оценок:

От студентов требуется посещение лекций и лабораторных (практических) занятий, обязательное выполнение и сдача обязательного количества лабораторных работ (зачет по лабораторному практикуму) и самостоятельной контрольной практической работы или курсовой работы (по выбору), а также **сдача итогового экзамена**. Особо учитывается активная работа при выполнении самостоятельного контрольного практического задания (или курсовой работы), а также ритмичность и качество выполнения обязательных лабораторных работ.

Для успешного выполнения каждой лабораторной работы студент должен внимательно изучить учебно-методические материалы (пособия и литературу, рекомендованную для выполнения лабораторных работ), уметь изложить изученный материал и быть готовым к выполнению. Важным этапом в итоговой аттестации студента является обязательное выполнение и сдача самостоятельного контрольного практического задания (или курсовой работы). Студент не допускается к итоговому экзамену, если он набрал менее 50% баллов. При набранных 60% баллов студент **может** автоматически получить оценку «3». Более высокая оценка может быть получена только на итоговом экзамене.

Балльная структура оценки:

За выполнение обязательных лабораторных работ (7 работ в течение семестра) – 35 баллов. За каждую лабораторную работу – 5 баллов (1 балл – допуск к выполнению работы, 1 балл – выполнение, 3 балла – оформление и сдача работы).

В итоговом подсчете на лабораторные работы – 35 баллов (зачет по лабораторному практикуму).

Самостоятельная контрольная практическая работа – 25 баллов (всего).

Промежуточный контроль (рубежная аттестация) – 10 баллов.

Семестровый итоговый экзамен – 30 баллов.

Всего – 100 баллов за семестр.

При выборе (выполнении) курсовой работы по данному курсу, контрольное практическое задание снимается, максимальный балл за курсовую работу – 25 баллов засчитывается в итоговую сумму баллов.

Шкала оценок:

A (5+) - **93...100** баллов;

B (5) - **84...92** баллов;

C (4) - **74...83** баллов;

D (3+) - **63...73** баллов;

E (3) - **51...62** баллов;

FX (2+) - **31...50** баллов;

F (2) - **0...30** баллов.

		Неуд		3		4	5	
кредит	Сумма Баллов	F	FX	E	D	C	B	A
		2	2+	3	3+	4	5	5+
2	100	0...30	31...50	51...62	63...73	74...83	84...2	93...100

Пояснение оценок:

A – выдающийся ответ

B – очень хороший ответ

C – хороший ответ

D – достаточно удовлетворительный ответ

E – отвечает минимальным требованиям удовлетворительного ответа

FХ – означает, что студент может добрать баллы только до минимального удовлетворительного ответа

F – неудовлетворительный ответ (либо повтор курса в установленном порядке, либо основание для отчисления).

Сведения об авторах

ЧУПРОВ ДЕНИС ВИКТОРОВИЧ



год рождения - 1977

образование - высшее, Московский энергетический институт (Технический университет), Электронные приборы

должность – старший преподаватель

Область научных интересов:

- СВЧ-приборы;
- Шумовая и импедансная спектроскопия;
- Современные программно-аппаратные средства автоматизации
- физического эксперимента.

Публикации

- 4 работы опубликовано в рецензируемых журналах;
- более 10 докладов представлено на Международных, Всесоюзных и Всероссийских конференциях.

Педагогическая работа

- Читаемые курсы: «Техника физического эксперимента», «Компьютерные технологии в науке и образовании»;
- Подготовка дипломников.

НИР

- за 10-летний период являлся ответственным исполнителем по 4 проектам, выполненным в рамках программ министерств и ведомств РФ, а также выполненным по заказам предприятий и организаций РФ.

Общественная работа

- член оргкомитета международной научно-практической конференции «Образовательные, научные и инженерные приложения среде Labview и технологии NI ».

Контакты

Российский университет дружбы народов, 117198, Москва, ул. Миклухо-Маклая, 6 . Тел: +7 (495) 955-0759(р) E-mail: chu_d@mail.ru