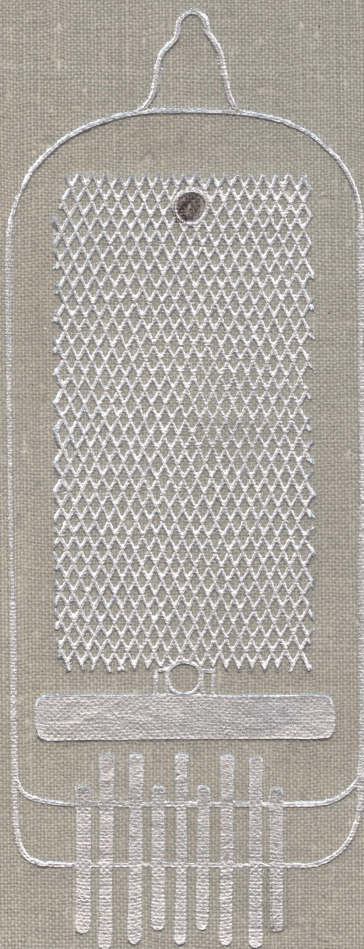


И. В. БУТУСОВ



**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ИНФОРМАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

И. В. БУТУСОВ

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ИНФОРМАЦИОННЫЕ
СИСТЕМЫ**

**Издание 2-е, переработанное
и дополненное**



**Издательство „НЕДРА“
Ленинградское отделение
Ленинград · 1970**

Измерительные информационные системы.
Изд. 2, перераб. и доп. *Бутусов И. В. Л.*,
Недра, 1970. 528 стр.

В книге рассматриваются электрические измерительные информационные системы, их структура, элементы и характеристики. Описываются схемы, принципы действия и технические характеристики отечественных и зарубежных устройств, машин и систем для автоматического измерения и контроля.

Книга предназначена для широкого круга специалистов, занимающихся разработкой, монтажом и эксплуатацией средств автоматизации производства, а также для студентов высших учебных заведений соответствующих специальностей.

Таблиц 2, иллюстраций 266, библиография — 144 названия.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Непрерывно возрастающие масштабы автоматизации производственных процессов в различных отраслях промышленности привели к интенсивной разработке приборов и средств автоматизации. Наряду с обычными контрольно-измерительными и регулирующими приборами непрерывно совершенствуются измерительные информационные и управляющие системы с применением вычислительных устройств. В связи с этим возникает потребность в работах, излагающих с единой позиции вопросы разработки и применения измерительных информационных систем.

За последнее время по данным вопросам появилось много публикаций как в нашей стране, так и за рубежом. Однако все они носят разрозненный характер и освещают отдельные вопросы из области измерительных информационных систем. Зачастую в этих работах отсутствуют необходимые данные для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, проектированием и эксплуатацией приборов и средств автоматизации. Настоящая книга, в некоторой степени восполняющая этот пробел, представляет собой существенно переработанный и дополненный новыми материалами вариант книги «Цифровые устройства для автоматического контроля, измерения и управления», вышедшей в 1964 г.

В первой части книги (гл. I—V) освещены общие вопросы проектирования измерительных информационных систем, их состав, структурные схемы и принципы построения. Рассмотрены основные элементы, узлы и устройства, используемые в измерительных информационных системах. Большое внимание уделено измерительным преобразователям, цифровым индикаторам и регистрирующим устройствам.

Во второй части (гл. VI—VII) рассмотрены измерительные информационные системы. Освещены принципы построения и структурные схемы автоматических измерительных приборов, систем измерения, централизованного контроля, технической диагностики и распознавания.

В книге отражены последние достижения отечественной и зарубежной практики в области измерительных информационных систем. Разумеется, в данном объеме книги невозможно осветить все вопросы построения и применения измерительных информационных систем.

Автор выражает глубокую благодарность научному редактору В. Б. Яковлеву за ценные указания, сделанные при редактировании книги.

Все замечания и пожелания читателей просим направлять по адресу: г. Ленинград, С-171, ул. Фарфоровская, 12, Ленинградское отделение издательства «Недра».

ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее эффективных путей повышения производительности труда является комплексная автоматизация всего производственного процесса в целом, которая обеспечивает наиболее полное использование оборудования. Она позволяет полностью автоматизировать производственные процессы и обеспечить ведение технологического процесса в оптимальных режимах, автоматический пуск, остановку и вывод оборудования из аварийного режима. Кроме экономического эффекта, получаемого в результате комплексной автоматизации, повышается культура производства, улучшаются условия труда и упрощаются функции оперативного контроля и управления технологическими процессами.

Для комплексной автоматизации требуется обширная номенклатура приборов и средств автоматизации — от простейших контрольно-измерительных и регулирующих (управляющих) устройств до весьма сложных измерительных информационных и управляющих систем.

Осуществление комплексной автоматизации можно разделить на три этапа. На первом этапе автоматизации на системы автоматического управления возлагаются функции контроля, стабилизации процессов и поддержания параметров на заданном уровне либо их изменение по программе, задаваемой оператором. Более сложные функции управления, такие как выбор того или иного режима работы технологического оборудования, изменение выпускаемой продукции, установление объема производства и управление всем предприятием, выполняются диспетчером с центрального диспетчерского пункта, оборудованного измерительными приборами, устройствами управления автоматическими регуляторами, сигнализирующими и другими устройствами. Функции автоматического управления реализуются с помощью обычных регуляторов стабилизации и программного управления. За последнее время взамен разрозненных существующих приборов автоматического контроля и регулирования разработаны унифицированные агрегатные системы АУС, ЭАУС, УСАКР, частотно-ферродинамическая система и другие с перспективой объединения их в единую государственную систему приборов и средств автоматизации.

Второй этап автоматизации характеризуется дальнейшим повышением производительности машин и агрегатов за счет увеличения размеров и установленных мощностей агрегатов; укрупнения производств; создания более сложных систем, характеризующихся большим числом взаимозависимых параметров; ускорения протекания процессов; повышения требований к точности. В этих условиях значительно усложняется задача управления производством. Количество информации, которое должно быть переработано в единицу времени для того, чтобы управлять процессом, оказывается столь большим, что с помощью обычных контрольно-измерительных приборов диспетчер не в состоянии эффективно управлять производством. Эта задача решается применением измерительных информационных систем и управляющих вычислительных машин, которые собирают и обрабатывают информацию о состоянии технологического процесса и вырабатывают задания автоматическим регуляторам, поддерживающим оптимальные значения основных параметров этого процесса. Управление автоматическими регуляторами может осуществляться либо оператором, либо непосредственно сигналами с выхода управляющей машины.

На третьем этапе автоматизации все функции оптимального управления выполняются без вмешательства оператора. На этом этапе в перспективе системы должны вырабатывать оптимальные программы управления не только для отдельных цехов и заводов, но и для производственных объединений и отраслей промышленности с учетом как технических, так и экономических факторов. Это в свою очередь связано с созданием автоматических самонастраивающихся и адаптивных систем, выполняющих все более сложные функции, характерные для умственной деятельности человека.

Весьма перспективны исследования процессов получения, передачи и переработки информации в биологических системах. Использование результатов этих исследований позволит усовершенствовать существующие и создать принципиально новые системы автоматического контроля и управления.

Успешная разработка совершенных систем автоматического управления (САУ) и рациональное их применение для комплексной автоматизации позволят решить научно-техническую проблему наиболее эффективного использования материалов, трудовых и энергетических ресурсов и значительно повысить производительность общественного труда.

ГЛАВА I

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

§ I-1. Основные понятия и определения

Всякое управление технологическим процессом или исследование того или иного объекта основано на использовании информации об отдельных параметрах, характеризующих этот процесс или объект. Основным источником получения количественной информации служит непосредственное измерение, заключающееся в сравнении неизвестной измеряемой величины с известной, принятой за единицу измерения, и выдаче результатов измерения в виде именованного числа или в иной форме, наиболее удобной для дальнейшего использования их машиной. Количественная характеристика, получаемая путем измерений, называется измерительной информацией. Измерения, позволяющие устанавливать соотношения и связи между параметрами исследуемого объекта, играют важную роль при автоматизации его управления.

Измерения тесно связаны с процессом контроля, так как в обоих случаях производятся аналогичные операции сравнения. Однако если результатом измерения является количественная характеристика измеряемых величин, выраженная в той или иной форме, то результатом контроля является представление о количественных характеристиках контролируемого объекта, выраженное некоторым суждением. Примером контроля может служить сортировка или разбраковка продукции по сортам, сортировка сопотвильений и конденсаторов по группам номиналов. В этом случае по заданным требованиям к одному контролируемому параметру устанавливаются несколько возможных областей его состояния, с которыми сопоставляется значение этого параметра. В результате такого сопоставления получается суждение, в какой зоне находится контролируемый параметр.

В общем случае объект характеризуется несколькими параметрами, для каждого из которых устанавливается область допустимых состояний. Из анализа сопоставлений параметров и норм определяется состояние объекта в целом.

Области допустимых состояний контролируемых параметров принято называть нормами, а значения контролируемых параметров,

соответствующие нормам, — уставками. Последние определяют границы между соседними качественно различаемыми состояниями контролируемых параметров.

В некоторых случаях недостаточно установить, что контролируемый параметр вышел за пределы нормы, и требуется определить причины, вызвавшие это отклонение. Такое направление, являющееся развитием методов и средств контроля, называется технической диагностикой.

Операции измерения и контроля могут выполняться как с участием оператора, так и без него. В первом случае используются обычные контрольно-измерительные приборы и устройства, а во втором — автоматические.

На первом этапе автоматизации производственных процессов используются обычные автоматические контрольно-измерительные приборы и устройства, по показаниям которых оператор управляет процессом. Однако современные объекты исследования и автоматизации характеризуются большим количеством параметров, изменяющихся подчас с большой скоростью. Кроме того, с повышением качества выпускаемой продукции повышаются требования к точности и надежности измерений. Иногда, чтобы получить информацию о параметрах объекта, необходимо проводить косвенные или комплексные измерения. Измерение и контроль параметров таких объектов с помощью обычных автоматических контрольно-измерительных приборов (КИП) становятся затруднительными, а иногда невозможными, так как оператор не в состоянии длительное время надежно воспринимать и обрабатывать большой объем информации.

Указанные задачи успешно решаются с помощью измерительных информационных систем (ИИС), получивших за последнее время широкое применение. ИИС позволяет автоматизировать процесс измерения и контроля, повысить точность, надежность и скорость измерения. В общем случае ИИС может получать информацию непосредственно от исследуемого или контролируемого объекта, осуществлять преобразования и измерения, выполнять логическую и математическую обработку результатов измерений, обеспечивать хранение и выдачу информации в удобной для потребителя форме.

Потребителем информации может быть как человек, так и другая система, например управляющая вычислительная машина (УВМ). Способность ИИС получать измерительную информацию непосредственно от исследуемого объекта отличает их от других информационных систем, например от универсальных вычислительных машин, на вход которых информация вводится от других систем или промежуточных устройств.

ИИС для выполнения отмеченных выше функций должна включать в себя следующие функциональные блоки и устройства:

- 1) измерительные преобразователи (датчики), позволяющие получать информацию непосредственно от исследуемого объекта;
- 2) усилительно-преобразующие и измерительные устройства, осуществляющие усиление, квантование, кодирование и измерение;

3) устройства математической и логической обработки измерительной информации в соответствии с заданным алгоритмом;

4) запоминающее и преобразующее устройства для хранения и преобразования информации в форму, удобную для дальнейшей обработки;

5) выходные устройства для индикации и регистрации выходной информации, сигнализации и др.;

6) устройства, обеспечивающие нормальное автоматическое функционирование системы; к ним относятся устройства автоматического управления, самоконтроля, приспособления, самонастройки, коммутации, устройства выработки воздействий на исследуемый объект для получения необходимой информации, источники питания и т. д.

ИИС автоматически функционирует в соответствии с заданным алгоритмом управления, который представляет собой совокупность логических и математических правил, описывающих действия ИИС. Алгоритм работы системы связан с ее структурой, и наоборот. В зависимости от алгоритма управления ИИС могут быть выполнены: с циклическим равномерным опросом параметров; со спорадическим опросом, при котором параметры опрашиваются в случайные моменты времени, определяемые самими измеряемыми величинами; с опросом параметров в случайные моменты времени, задаваемые оператором.

ИИС обычно используются на втором и третьем этапах автоматизации производственных процессов. В первом случае выходная информация ИИС воспринимается оператором, который на основании полученной информации управляет процессом. Во втором случае выходная информация ИИС поступает на вход УВМ, которая вырабатывает управляющие воздействия, прикладываемые непосредственно к исполнительным органам. Использование ИИС в замкнутой цепи автоматического управления предъявляет повышенные требования к надежности этих систем.

§ 1-2. Количество измерительной информации при измерении и контроле

Поскольку входные сигналы КИП и ИИС представляют собой случайные функции времени, то для исследования процессов, происходящих в них, могут быть использованы методы теории информации и теории вероятностей. С помощью этих методов можно получить обобщенную оценку измерительной информации в виде количества ее или некоторой функции от этого количества. Такая оценка может служить характеристикой эффективности средств измерения и контроля и рациональности их использования. Кроме того, математический аппарат теории информации при исследовании процессов контроля и измерения позволяет учитывать характеристики средств измерения и источников информации и позволяет получить динамические характеристики измерительной аппаратуры в зависимости от используемых методов измерения. Однако при использовании

теории информации, которая развивалась в основном применительно к проблеме передачи сообщений, необходимы обоснования, связанные с процессом получения измерительной информации.

Количество информации с точки зрения теории вероятностей — это обозначение содержания событий, изменяющих исходную неопределенность опыта. Под опытом понимается выполнение определенных условий и действий, а под событием — качественный результат опыта. Информация необходима только при отсутствии или недостаточности сведений о явлении.

В работе К. Б. Карандеева [1961] предлагается разделить информацию на качественную (логическое заключение, цвет, размер, форма и т. д.) и количественную, выражаемую в числовой форме. Как уже отмечалось выше, качественная информация получается при контроле, а количественная — при измерении.

Любое измерительное устройство служит средством получения информации и может выдавать определенное количество информации об измеряемом параметре. Допустим, что измеряемый параметр X может принимать n различных значений X_1, X_2, \dots, X_n , вероятности которых равны между собой и соответствуют $1/n$. Если предположить также, что погрешность измерения отсутствует, то каждое значение из совокупности возможных значений измеряемой величины дает вполне определенную информацию об измеряемой величине. С увеличением n количество информации об исследуемом объекте возрастает. Количество информации, получаемой при измерении, пропорционально неопределенности первоначальной ситуации, т. е. величине n .

В теории информации количество информации при указанных измерениях определяется как]

$$J = k \log_2 n, \quad \text{§(I-1)}$$

где k — коэффициент, который определяется выбором системы единиц.

Основание логарифма определяет единицы измерения информации. Если логарифм берется при основании 2, то количество информации выражается в двоичных единицах, или битах.

Когда измеряемая величина может принимать только одно значение, т. е. $n = 1$ с вероятностью, равной $1/n = 1$, то в процессе измерения получается количество информации

$$J = k \log n = k \log 1 = 0.$$

Полученный результат показывает, что производить измерение в данном случае не имеет смысла.

Определим количество информации, получаемой при измерениях, когда измеряемая величина X принимает n различных значений X_1, X_2, \dots, X_n с соответствующими им априорными вероятностями $p_1,$

p_2, \dots, p_n , связанными условием $\sum_{i=1}^n p_i = 1$. В этом случае количество

информации, получаемое в результате каждого измерения без погрешности,

$$J = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i \text{ [дв. ед.]}. \quad (\text{I-2})$$

Наконец, в самом общем случае, когда измеряемая величина X может принимать n значений X_1, X_2, \dots, X_n с соответствующими вероятностями p_1, p_2, \dots, p_n и в процессе измерения с погрешностью можно выбрать одно из значений X_1, X_2, \dots, X_n с апостериорными вероятностями q_1, q_2, \dots, q_n , количество информации при одном измерении

$$J = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i - \sum_{i=1}^n q_i \log_2 q_i. \quad (\text{I-3})$$

Из выражения (I-3) видно, что погрешность измерения уменьшает количество полученной информации. В предельном случае, когда погрешность измерения бесконечно большая, количество информации равно нулю.

В случае $p_1 = p_2 = \dots = p_n = 1/n$ распределение априорных вероятностей p является экстремальным, т. е. величина J имеет максимум

$$J = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i = -n \frac{1}{n} \log_2 \frac{1}{n} = \log_2 n. \quad (\text{I-4})$$

При равных априорных вероятностях неопределенность выбора больше, поэтому при каждом выборе получаем большую информацию. Если источник информации имеет n возможных состояний X_1, X_2, \dots, X_n с соответствующими им вероятностями p_1, p_2, \dots, p_n , то неопределенность событий

$$H = - \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i \text{ [бит/символ]}. \quad (\text{I-5})$$

Эта величина, определяющая среднюю степень неопределенности исхода событий, называется энтропией. В некоторых случаях вместо энтропии источника определяют скорость создания сообщений этим источником

$$H' = mH = -m \sum_{i=1}^n p_i \log_2 p_i \text{ [бит/сек]},$$

где m — число символов, создаваемых в 1 сек.

Приведенные рассуждения справедливы только для дискретного источника информации и дискретной измерительной системы.

Зная количество информации J при одном измерении и скорость измерения, можно определить пропускную информационную способность измерительной системы как

$$C = JF = J \frac{1}{T_{\text{ц}}} \text{ [бит/сек]}, \quad (\text{I-6})$$

где $F = \frac{1}{T_{\text{ц}}}$ — частота измерений; $T_{\text{ц}}$ — время одного цикла измерения.

Из полученного выражения видно, что чем меньше цикл измерения $T_{\text{ц}}$ системы, тем больше ее информационная пропускная способность.

Пропускную информационную способность можно использовать для правильного согласования отдельных элементов ИИС. Пропускная способность ИИС определяется наиболее узким местом этой системы, т. е. тем устройством, которое имеет наименьшую пропускную способность. Количество информации, получаемое от измерительной системы в секунду, называется потоком информации.

Поток информации для цифрового циклического прибора может быть определен как

$$\Phi_{\text{ин. ц}} = \frac{\log N_{\text{ном}}}{T_{\text{ц}}}, \quad (\text{I-7})$$

где $N_{\text{ном}}$ — количество ступеней квантования для номинального значения $X_{\text{ном}}$.

Согласно теореме Котельникова, непрерывную измеряемую величину $f(t)$ можно представить в виде $2FT$ дискретных по времени значений. Здесь F — верхнее значение частоты полосы пропускания измерительного устройства; T — время интервала, в котором существует функция $f(t)$. Если измерительный прибор имеет погрешность измерения γ , то весь диапазон измеряемой величины можно представить в виде дискретной последовательности $1/\gamma$ различных состояний. Отсюда следует, что для определения пропускной способности аналогового прибора можно воспользоваться выражением пропускной способности дискретного канала.

Для априорных вероятностей всех различных $1/\gamma$ значений измеряемой величины, равных между собой, пропускная информационная способность прибора

$$C = 2FJ = 2F \log_2 1/\gamma \text{ [бит/сек]}. \quad (\text{I-8})$$

Выражение (I-8), связывающее между собой погрешность и быстродействие прибора, можно использовать для количественной оценки различных приборов.

Количество информации, передаваемое по каналу за время T при полосе пропускания F , можно определить из выражения

$$J_T = 2FT \log_2 n \text{ [бит]}, \quad (\text{I-9})$$

где n — число различных значений измеряемой величины.

Из выражения (I-9) следует, что с уменьшением полосы пропускания канала время передачи заданного количества информации возрастает.

Основной характеристикой измерительного сигнала является количество содержащейся в нем информации. Обычно количество информации, которое несет сигнал в реальных условиях, J всегда меньше J_{\max} , которое он может нести в идеальном случае. Величина

$$R = 1 - \frac{J}{J_{\max}} \quad (\text{I-10})$$

называется избыточностью сигнала.

С одной стороны, избыточность нежелательна, так как перегружает канал передачи информации, но с другой — она оказывает положительное действие, повышающее помехоустойчивость передачи.

Повышение помехоустойчивости ИИС является весьма актуальной задачей. Поэтому для повышения эффективности ИИС избыточность сигнала вначале сводится к практически достижимому минимуму, а затем вводится определенная избыточность путем выбора оптимального кодирования сигнала. В системах автоматического контроля для сокращения избыточности вводится система обнаружения и регистрации отклонений, с помощью которой оператору передаются не все значения параметров при каждом опросе, а только те, которые соответствуют достаточно большим отклонениям от номинального значения.

§ I-3. Применение статистических методов в ИИС

Статистические методы широко используются при исследовании процессов и объектов автоматизации, анализе и синтезе систем автоматического контроля и управления, алгоритмизации комплексно автоматизируемых процессов, исследовании надежности элементов и систем в целом, обработке результатов измерений и контроля и др. Исследование характеристик автоматизируемого объекта является первой стадией любой автоматизации.

Свойства объекта описываются статическими и динамическими характеристиками. Статической характеристикой объекта называется зависимость между выходной Y и входной X величинами его при установившихся режимах. В одних случаях имеется вполне определенная функциональная зависимость вида

$$Y = f(X) \text{ или } X = \varphi(Y), \quad (\text{I-11})$$

а в других случаях эта зависимость не вполне определена; каждому значению одной из величин X соответствует некоторая совокупность значений другой Y , причем распределение Y меняется определенным образом при изменении X . Такая зависимость называется корреляционной. Если через \bar{Y} обозначить средние значения, соответствующие каждому значению X_i , то такая зависимость будет

представлять собой регрессию [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966].

В общем случае имеем зависимости

$$\bar{Y} = f(X); \bar{X} = \varphi(Y), \quad (I-12)$$

т. е. в случае отсутствия функциональной связи между X и Y вводится понятие наиболее вероятного значения из совокупности наблюдаемых величин. Чем «теснее» расположены эти значения Y , тем ближе они к наиболее вероятному и определеннее связь между X и Y . Степень связи между случайными величинами X и Y характеризуется коэффициентом корреляции r , который обычно меньше единицы. При $r = 0$ корреляционная связь отсутствует, а при $r = 1$ имеет место функциональная связь.

Обозначая через \bar{X} и \bar{Y} среднеарифметические значения соответствующих переменных, отклонения от средних можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} x_i &= X_i - \bar{X}; \\ y_i &= Y_i - \bar{Y}, \end{aligned} \right\} \quad (I-13)$$

а среднеквадратичные отклонения — в виде

$$\left. \begin{aligned} \sigma_X &= \sqrt{\frac{\sum x_i^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum X_i^2}{n} - \bar{X}^2}; \\ \sigma_Y &= \sqrt{\frac{\sum Y_i^2}{n} - \bar{Y}^2}, \end{aligned} \right\} \quad (I-14)$$

где n — число измерений переменных.

Соответственно выражение для коэффициента корреляции имеет вид

$$r = \frac{\sum x_i y_i}{n \sigma_X \sigma_Y} = \frac{n \sum X_i Y_i - \sum X_i \sum Y_i}{\sqrt{[n \sum X_i^2 - (\sum X_i)^2] [n \sum Y_i^2 - (\sum Y_i)^2]}}. \quad (I-15)$$

Используя выражение для r , линейные уравнения регрессии можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} Y - \bar{Y} &= r \frac{\sigma_Y}{\sigma_X} (X - \bar{X}); \\ X - \bar{X} &= r \frac{\sigma_X}{\sigma_Y} (Y - \bar{Y}), \end{aligned} \right\} \quad (I-16)$$

где $r \frac{\sigma_Y}{\sigma_X}$ и $r \frac{\sigma_X}{\sigma_Y}$ — угловые коэффициенты или коэффициенты регрессии соответственно Y по X и X по Y , определяющие наклон линий регрессии в координатах $X - Y$.

В случае нескольких переменных, которые коррелированы между собой, получение статических характеристик усложняется. В этом случае часто применяется метод множественного регрессионного анализа с использованием цифровых вычислительных машин (ЦВМ).

Для получения динамических характеристик часто используется упрощенный статистический метод по диаграммам записи параметров без производства специальных опытов на исследуемом объекте [Красовский, Поспелов, 1962].

Динамические характеристики комплексно автоматизируемого объекта в процессе его эксплуатации определяются с помощью вычислительных машин, работающих на статистических принципах. Этот так называемый метод множественного динамического корреляционного анализа позволяет определять динамические характеристики сложных объектов в процессе их нормальной эксплуатации без их математического описания дифференциальными уравнениями, уточнять текущие характеристики и учитывать изменение динамических свойств во времени.

Для проверки работы агрегата часто бывает достаточно периодически контролировать продукцию лишь в сравнительно небольших отобранных партиях. Результаты проверки заносятся в так называемые карты статистического контроля. Получаемые «контрольные диаграммы» и вычисления, производимые с их помощью, представляют собой простейшие формы статистической обработки данных. Сравнение полученных результатов обработки с заданными значениями нормы позволяет сделать заключение о работе агрегата.

Статистические методы находят широкое применение при выборочном контроле. При массовом производстве изделий не всегда можно проверить каждое изделие (например, при контроле, связанном с разрушением изделия или с почти полным его износом), в этом случае готовая продукция контролируется путем проверки отобранной партии изделий, по результатам которой с известной достоверностью делается заключение о всей продукции.

С использованием статистических методов обработки данных выполнено много устройств и систем автоматического контроля и управления. Примером таких устройств могут служить контрольные автоматы, сортирующие готовые изделия на годные и негодные; ИИС для контроля объектов по обобщенному параметру, который является некоторой заданной функцией от других параметров; системы экстремального управления и др. [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966; Карандеев и др., 1965].

§ 1-4. Основные этапы проектирования ИИС

Процесс проектирования любой системы измерения заключается в конкретном решении ряда технико-экономических задач, имеющих достаточно общий характер для любой системы, максимально удовлетворяющих комплексу технических требований при минимальных

затратах. Весь комплекс задач, решаемых при проектировании, можно разбить на следующие этапы:

- а) разработка технического задания на проектирование системы и ее технико-экономическое обоснование;
- б) разработка алгоритмов работы системы;
- в) составление структурной схемы системы;
- г) уточнение алгоритмов и структурных схем отдельных блоков системы;
- д) составление функциональной и принципиальной схем системы и ее блоков;
- е) выбор и расчет элементов схемы, разработка макетов и их исследование;
- ж) отработка окончательных схем на основе данных испытаний макетов;
- з) разработка опытных образцов и технической документации;
- и) испытание опытных образцов;
- к) предъявление системы комиссии и внедрение ее в промышленность.

Техническое задание на разработку системы обычно подготавливается совместно заказчиком и исполнителем. В техническом задании отражаются основные требования, предъявляемые к системе и ее отдельным узлам: назначение и условия работы системы; точность измерения, быстродействие, способ представления результатов измерения и их запоминания, виды сигнализации и исполнительные команды, наличие устройств для автоматической обработки результатов измерения; конструктивные требования; виды источников питания; условия транспортировки и длительного хранения; технологические и экономические требования; эффективность внедрения системы. Здесь под эффективностью понимается комплекс показателей (надежность, производительность, живучесть, помехоустойчивость, удобство эксплуатации и стоимость), характеризующих разрабатываемую систему.

В разделе технико-экономического обоснования делаются выводы о народнохозяйственной эффективности разрабатываемой системы, полученные на основе расчета стоимостных показателей, а также тех технико-экономических факторов, которые не нашли выражения в денежных показателях, но имеют важное самостоятельное значение. Технико-экономическое обоснование производится на всех стадиях проектирования, так как только с помощью технико-экономических показателей, устанавливающих количественную меру эффективности, можно выбрать наиболее эффективный вариант и оценить результаты технического прогресса в любой отрасли народного хозяйства. В рассматриваемом разделе устанавливаются наиболее характерные показатели и рациональные методы оценки эффективности исходя из особенностей проектируемой системы; приводятся экономическое обоснование и соображения по выбору варианта схемы системы, узлов и блоков, входящих в нее, типовых элементов и др.

Разработка алгоритмов контроля и измерения, которые должны быть реализованы с помощью измерительной информационной системы, представляет собой весьма трудоемкий и длительный этап. Разработка алгоритмов начинается с описания процесса работы автоматизируемого объекта, который затем разбивается на элементарные операции, выражаемые в виде отдельных символов, например в виде букв того или иного алфавита. На основании этих символов весь процесс представляется в виде цепочки переходов от одной операции к другой. Такое представление процесса позволяет упростить его описание, а в ряде случаев применить к этому описанию те или иные формальные правила для упрощения рассматриваемого процесса. Алгоритм работы системы в общих чертах обычно формулируется словесно во вводной части технического задания.

Для составления структурной и функциональной схем цепочка алгоритма разбивается на ряд характерных участков, выполнение действий которых возлагается на соответствующие блоки и узлы системы. В структурной схеме системы должны быть предусмотрены блоки и устройства, которые не учитываются алгоритмами (источники питания, устройства кондиционирования и т. д.). Система на блоки может разбиваться как по функциональному, так и конструктивному признаку. Наиболее часто она разбивается по функциональному признаку на типовые унифицированные блоки и элементы.

После составления структурной схемы системы и ее блоков уточняются алгоритмы и структурные схемы отдельных блоков.

На основании структурной схемы системы составляются функциональная и принципиальная схемы с выделением отдельных функциональных узлов и элементов. При выборе элементов схемы необходимо стремиться к максимальному использованию типовых унифицированных элементов. Тот или иной комплекс типовых элементов выбирается исходя из конструктивных и эксплуатационных требований на разработку (с учетом быстродействия, потребляемой мощности, размеров, веса и т. д.).

На этапе макетирования и испытания определяется работоспособность выбранного варианта, его оптимальность, уточняются параметры элементов схемы, устанавливается стабильность и надежность работы устройств, отрабатывается технология сборки и наладки аппаратуры.

На этапе разработки опытного образца и его испытания проверяется правильность всех технических решений, принятых при проектировании системы; уточняются технические параметры системы, элементы схемы, конструкция, технология и др.

И, наконец, завершающим этапом проектирования системы служит предъявление ее комиссии, которая после рассмотрения технической документации и испытания опытных образцов решает вопрос о целесообразности внедрения системы в промышленность. Участие разработчиков на этапе внедрения системы весьма полезно, а в некоторых случаях и необходимо.

После рассмотрения основных этапов проектирования системы несколько подробнее остановимся на структурных схемах систем измерения и управления.

Автоматизированное производство может оперативно управляться с центрального диспетчерского пункта через групповые пункты управления или без них. Групповые пункты управления $ГПУ_1 — ГПУ_3$ (рис. I-1, а) обычно обслуживают по несколько однотипных агрегатов I, II, III , располагаемых в непосредственной близости от них. На $ГПУ$ размещаются КИП, средства оперативного управления и устройства для перехода с автоматического управления агрегатами

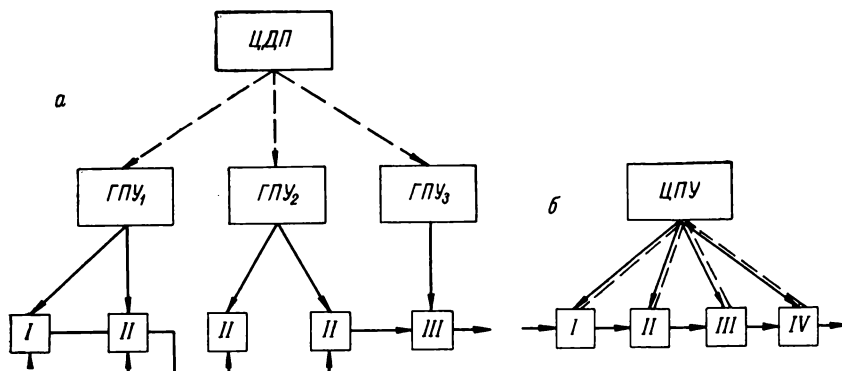


Рис. I-1. Схемы управления автоматизированным производством:
а — с центральным диспетчерским пунктом управления; б — с центральным оперативным пунктом управления.

на ручное и наоборот. В качестве КИП обычно используются измерительные показывающие, самопишущие, сигнализирующие, интегрирующие и другие приборы.

На центральном диспетчерском пункте управления $ЦДП$ размещаются измерительно-информационные устройства, выдающие лишь основную информацию о состоянии автоматизируемых агрегатов в целом. В отличие от групповых пунктов на $ЦДП$ не выводятся устройства дистанционного управления агрегатами. Управление с $ЦДП$ осуществляется через $ГПУ$ путем подачи на них команд с помощью телефона, командной сигнализации и т. п. Оператор $ГПУ$ по результатам обработки информации КИП и команд с $ЦДП$ управляет агрегатами.

В случае управления производством непосредственно с центрального оперативного пункта управления $ЦПУ$ (рис. I-1, б) на последнем сосредотачиваются все измерительные информационные устройства, устройства дистанционного управления всеми автоматизируемыми агрегатами, рукоятки для изменения задания автоматическим регуляторам и др. ИИС ведут сбор информации, измерение текущих значений контролируемых параметров, контроль

Входной коммутатор поочередно подключает датчики к устройству сравнения $УС$ и аналого-цифровому преобразователю $АЦП$. В $УС$ сигналы датчиков сравниваются с соответствующими им значениями сигналов, ограничивающих зону нормальных значений, которые задаются с помощью устройства формирования сигналов уставки $УФСУ$.

Уровни сравнения из $УФСУ$ вводятся в $УС$ с помощью программного устройства $ПрУ$. Результаты сравнения с $УС$ через выходной

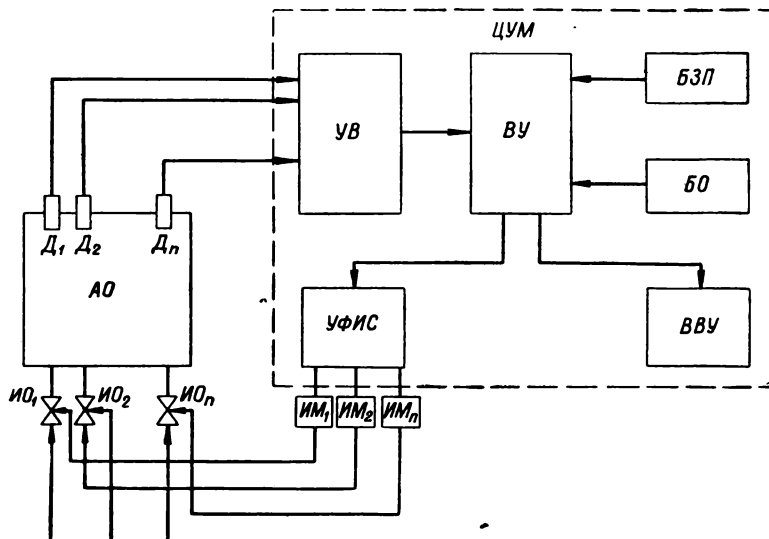


Рис. 1-3. Упрощенная структурная схема системы автоматического управления с применением УВМ.

коммутатор $К_{м\text{вых}}$ выдаются на соответствующие индикаторные устройства $ИУ$. В случае обнаружения отклонения на $ИУ$ загорается сигнальная лампа.

Входной и выходной коммутаторы работают синхронно и управляются от программного устройства $ПрУ$. Часто они конструктивно объединяются в один коммутатор, который переключает одновременно еще ряд цепей в $УН$, $АЦП$, $УФСУ$ и т. п.

$АЦП$ преобразовывает аналоговый сигнал в цифровой код, который поступает на цифровой указатель $ЦУ$, цифровое регистрирующее устройство $ЦРУ$ и вычислительное устройство $ВУ$. Цифровой указатель обычно используется для измерения контролируемых величин по вызову оператора. Регистрирующее устройство регистрирует либо все контролируемые величины, либо установленные программой с помощью $ПрУ$, либо вышедшие за допустимые пределы.

Вычислительное устройство производит логическую и математическую обработку измерительной информации.

за ходом технологического процесса, логическую и математическую обработку измерительной информации, выдачу данных оператору для управления, а также обеспечивают предупредительную и аварийную сигнализацию. К числу таких ИИС относятся машины централизованного контроля (МЦК).

Для удобства управления, наглядности и сокращения объема технологической и аварийной сигнализации на ЦПУ размещается мнемоническая схема, которая в условных символах воспроизводит весь технологический процесс со всеми автоматизируемыми агрегатами. В соответствующих местах мнемосхемы размещается сигнализация.

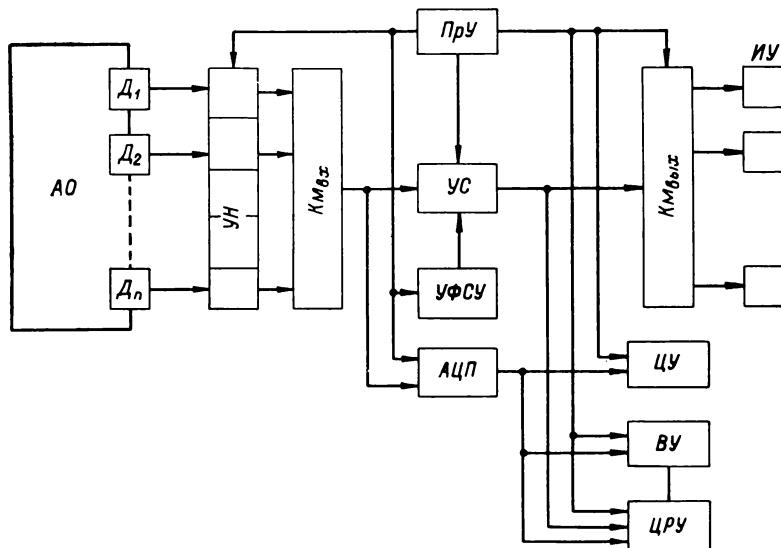


Рис. 1-2. Структурная схема ИИС для централизованного контроля.

Типовая структурная схема ИИС, предназначенной для централизованного контроля, показана на рис. 1-2.

Состояние автоматизируемого объекта $АО$ контролируется с помощью датчиков $Д_1, Д_2, \dots, Д_n$, установленных на объекте. Сигналы датчиков, обычно в виде постоянного напряжения или тока, поступают на устройства нормализации $УН$, которые могут быть индивидуальными (на каждый датчик свое $УН$) и групповыми, которые устанавливаются после входного коммутатора $КМ_{вх}$.

В $УН$ выходные сигналы датчиков подвергаются нормализации, обычно заключающейся в приведении сигнала к заданной шкале и линеаризации. Кроме того, в $УН$ размещаются источники питания датчиков, схемы температурной компенсации нерабочих спаев терморпар, подгоночные сопротивления соединительных линий термометров сопротивления и др.

ГЛАВА II

ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ ИИС

Независимо от назначения и принципа действия ИИС в них используется много общих типовых узлов и элементов. Особенно эта общность характерна для систем, выполненных по агрегатно-блочному принципу. К таким элементам и узлам относятся измерительные схемы, логические и запоминающие элементы, коммутаторы, нулевые органы, устройства масштабирования и преобразователи кодов.

§ II-1. Измерительные схемы

В ИИС используется в основном метод уравнивающего измерения, в котором измеряемая величина с помощью соответствующего устройства уравнивается известной величиной. К уравнивающим относятся компенсационные и уравниваемые мостовые схемы. Первые применяются для измерения напряжения, э. д. с. и тока, а вторые — для измерения электрического сопротивления, емкости и индуктивности.

Компенсационные схемы

В зависимости от принципа работы компенсационные схемы разделяются на потенциометрические, токовые и магнитные. Разновидности их для измерения напряжения показаны на рис. II-1.

В потенциометрической схеме (рис. II-1, а) измеряемое напряжение U_x компенсируется уравнивающим напряжением U_k , снимаемым с уравнивающего устройства U_p . Момент равновесия фиксируется нулевым органом HO .

Для равновесного состояния системы можно записать уравнение

$$\Delta U = U_x - U_k$$

или

$$U_x - \mu U_{up} = \Delta U, \quad (II-1)$$

где μ — выходная координата (положение движка уравнивающего устройства), отсчитываемая по шкале измерительного устройства; ΔU — напряжение разбаланса, меньше порога чувствитель-

Результаты обработки хранятся в оперативной памяти *ВУ* и по сигналам с программного устройства могут выдаваться на *ЦУ*, *ЦРУ* или во внешнее устройство. Выходная информация ИИС используется для управления производством, составления отчетной документации о состоянии контролируемого объекта и для дальнейшей ее обработки.

Упрощенная структурная схема системы автоматического управления с применением цифровой УВМ показана на рис. 1-3. Система состоит из автоматизируемого объекта *АО* с установленными на нем датчиками D_1, D_2, \dots, D_n и исполнительными органами $ИО_1, ИО_2, \dots, ИО_n$; цифровой управляющей машины *ЦУМ*; выходных устройств *ВВУ* и исполнительных механизмов $ИМ_1, ИМ_2, \dots, ИМ_n$.

Сигналы с датчиков поступают на устройство ввода *УВ*, выполняющее функции сбора информации, ее цифрового преобразования и подготовки для ввода в вычислительное устройство *ВУ*, в которое с помощью блоков задания программ *БЗП* и ограничений *БО* вводятся также исходные и корректируемые оператором условия и алгоритмы управления. Результаты вычислений поступают в выходное устройство формирования сигналов управления *УФИС* и на внешние выходные устройства *ВВУ*.

Исполнительные сигналы с *УФИС* поступают непосредственно на *ИМ* или для перестановки задатчиков регуляторов.

В состав внешних выходных устройств могут входить индикаторные, регистрирующие, накопительные и другие устройства. В качестве устройства ввода *ЦУМ* могут быть использованы машины централизованного контроля.

В состав *ЦУМ* входит ряд других узлов и блоков (блоки питания, блок управления, оперативное и долговременное запоминающее устройство и др.), не показанных на схеме.

В настоящее время реализация систем управления с замыканием их через УВМ по ряду причин задерживается. Основные из этих причин: малая надежность УВМ, трудность математического описания производственных процессов и разработки алгоритмов управления, недостаточная номенклатура входных и выходных устройств и др. Поэтому УВМ часто используются в режиме советчика, выдающего оператору данные и рекомендации по управлению процессом.

Для измерения малых напряжений предпочтение следует отдать потенциометрическим схемам, а при измерении малых токов целесообразно применять либо потенциометрические (рис. II-2, а), либо токовые (рис. II-2, б) компенсационные схемы.

Наибольшая величина тока, которую можно измерить токовой схемой без дополнительных шунтов на входе, определяется выражением

$$i_{x \max} = \frac{U_{ур}}{R_{ур. \text{вых}}}, \quad (\text{II-3})$$

где $R_{ур. \text{вых}}$ — выходное сопротивление уравнивающего устройства.

Для измерения больших токов (от долей ампера и выше) следует применять магнитные компенсационные схемы, так как контактные схемы при больших токах работают ненадежно.

Входное сопротивление токовой компенсационной схемы (рис. II-1, б), применяемой для измерения напряжений, постоянно и равно R_U . Входное сопротивление магнитной компенсационной схемы (рис. II-1, в) также постоянно и равно $r_1 + R_U$, где r_1 — сопротивление входной обмотки нулевого органа. Входное сопротивление в потенциометрической схеме (рис. II-1, а) может быть определено из выражения [Нетребенко, 1961]

$$R_{\text{вх. экв}} = \frac{R_{\text{н.о}} r_{\text{н}}}{R_{\text{н.о}} + r_{\text{н}}} \cdot \frac{\mu U_{ур}}{\Delta U_{\text{д}}}, \quad (\text{II-4})$$

где $R_{\text{н.о}}$ — входное сопротивление нулевого органа; $r_{\text{н}}$ — входное сопротивление цепи, в которой производятся измерения; $\Delta U_{\text{д}}$ — дискретность уравнивающей цепи, т. е. наименьшая величина сигнала, получаемая при двух соседних положениях уравнивающего элемента; μ — коэффициент передачи уравнивающего устройства.

Порог чувствительности компенсационных схем ξ может быть определен из выражений

$$\left. \begin{aligned} \xi_U &= \xi_{\text{н.о}} U \frac{dU_x}{dU_{\text{н.о}}}; \\ \xi_i &= \xi_{\text{н.о}i} \frac{dI_x}{di_{\text{н.о}}}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-5})$$

где $\xi_{\text{н.о}} U$, $\xi_{\text{н.о}i}$ — порог чувствительности нулевого органа соответственно по напряжению и по току; $U_{\text{н.о}}$, $i_{\text{н.о}}$ — соответственно напряжение и ток на входе нулевого органа.

В потенциометрических схемах, в которых входная цепь и компенсирующий источник питания имеют общую точку, знаки измеряемого напряжения и напряжения компенсирующего источника должны быть одинаковыми относительно этой точки. В токовых компенсационных схемах знаки измеряемого и компенсирующего

ности нулевого органа; $U_{ур}$ — напряжение компенсирующего источника.

Если принять $\Delta U = 0$, то уравнение (II-1) примет вид

$$U_k = U_x = \mu U_{ур}. \quad (II-2)$$

В токовой компенсационной схеме (рис. II-1, б) измеряемое напряжение U_x с помощью сопротивления R_U преобразуется в ток $i_x = \frac{U_x}{R_U}$, который компенсируется током i_k , вырабатываемым уравновешивающим устройством $Ур$.

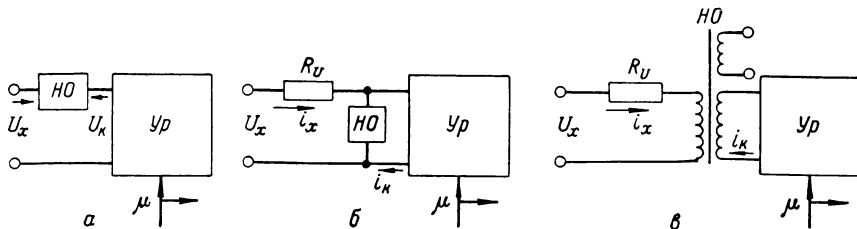


Рис. II-1. Компенсационные схемы для измерения напряжения: а — потенциометрическая; б — токовая; в — магнитная.

В магнитной компенсационной схеме (рис. II-1, в), которая является видоизмененной токовой, измеряемое напряжение U_x преобразуется в ток i_x , а последний преобразуется обмоткой нулевого

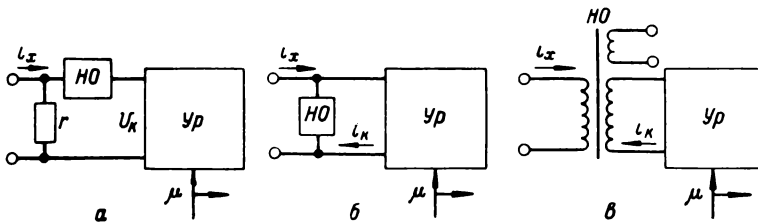


Рис. II-2. Компенсационные схемы для измерения токов: а — потенциометрическая; б — токовая; в — магнитная.

органа HO в магнитный поток, который уравновешивается магнитным потоком другой обмотки, создаваемым уравновешивающим током i_k .

Разновидности компенсационных схем для измерения тока показаны на рис. II-2. На входе потенциометрической схемы (рис. II-2, а) включено сопротивление r , преобразующее измеряемый ток i_x в напряжение $U_x = r i_x$. Последнее компенсируется так же, как и в схеме на рис. II-1, а.

Схемы на рис. II-2, б и в отличаются от используемых для измерения напряжений только отсутствием добавочных сопротивлений R_U .

Для этой измерительной цепи на основании закона Кирхгофа можно записать уравнения

$$\left. \begin{aligned} I_p &= I_{н.о} + I_0; \\ E_x &= I_{н.о} (R_{н.о} + R_x + R_l) + I_p R_k = \\ &= I_{н.о} (R_{н.о} + R_x + R_k + R_l) + I_0 R_k, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-6})$$

где $I_{н.о}$ — ток в цепи нулевого органа; $R_{н.о}$ — входное сопротивление HO ; R_x — сопротивление термопары; R_l — сопротивления проводов, соединяющих термопару с измерительной схемой.

Из уравнения (II-6) найдем выражение для тока в цепи нулевого органа:

$$I_{н.о} = \frac{E_x - I_0 R_k}{R_{н.о} + R_x + R_l + R_k} = \frac{\Delta U_{н.о}}{R_{н.о} + R_x + R_l + R_k}, \quad (\text{II-7})$$

где $\Delta U_{н.о} = E_x - I_0 R_k$ — сигнал разбаланса в цепи нулевого органа.

Напряжение на входе нулевого органа

$$U_{н.о} = I_{н.о} R_{н.о} = \frac{\Delta U_{н.о}}{1 + \frac{R_x}{R_{н.о}} + \frac{R_k}{R_{н.о}} + \frac{R_l}{R_{н.о}}}. \quad (\text{II-8})$$

Если $R_{н.о}$ значительно больше остальных сопротивлений цепи, что имеет место в автоматических электронных потенциометрах, то получим

$$U_{н.о} \approx E_x - U_k. \quad (\text{II-9})$$

В момент равновесия схемы ($E_x = U_k$) ток в цепи нулевого органа равен нулю. Если ток в цепи реохорда I_0 поддерживается постоянным в процессе измерений, то

$$E_x = U_k = I_0 R_k, \quad (\text{II-10})$$

т. е. измеряемая э. д. с. термопары прямо пропорциональна сопротивлению участка реохорда R_k .

С другой стороны,

$$R_k = \frac{\rho}{q} l_k; \quad R = \frac{\rho}{q} L_p, \quad ,$$

тогда

$$R_k = \frac{R}{L_p} l_k = \Delta R_l l_k, \quad (\text{II-11})$$

где L_p — полная длина катушки реохорда; R — полное сопротивление реохорда; l_k — длина катушки реохорда, соответствующая сопротивлению R_k ; ΔR_l — величина сопротивления реохорда, приходящаяся на единицу длины катушки реохорда; ρ и q — соответственно удельное сопротивление и площадь сечения катушки реохорда.

Из уравнений (II-10) и (II-11) имеем

$$E_x = I_0 R_k = (I_0 \Delta R_l) l_k = C_1 l_k, \quad (\text{II-12})$$

напряжений должны быть противоположными. В магнитных компенсационных схемах, в которых входная и уравнивающая цепи могут быть электрически разделены, соотношение полярностей может быть произвольным. При несоответствии знаков достаточно поменять местами концы входной или уравнивающей обмотки.

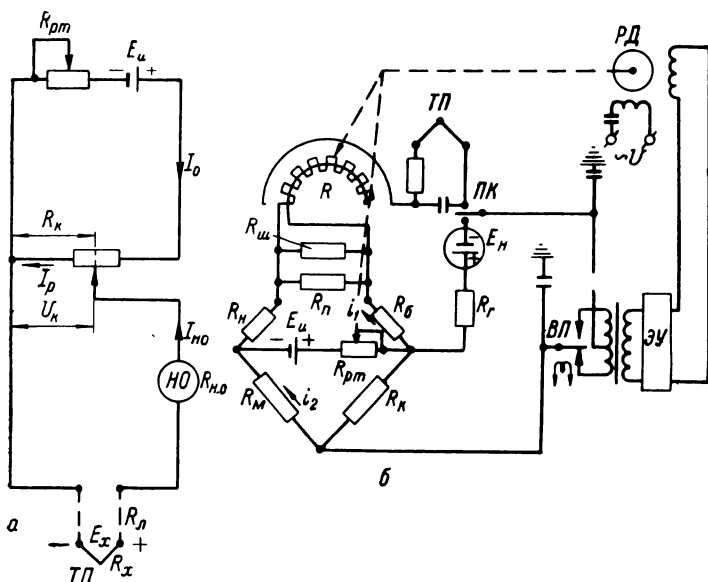


Рис. II-3. Компенсационные схемы для измерения э. д. с. термопары.

В качестве уравнивающих устройств в компенсационных измерительных схемах применяются измерительные реостаты (реохорды), делители напряжения, магазины сопротивлений и проводимостей, генераторы линейных и синусоидальных напряжений и регулируемые стабилизированные источники питания. Реохорды, применяемые в основном в измерительных устройствах с непрерывным уравниванием, выполняются в виде намотки на круглую основу проволоки из термостабилизированного марганца или из специального палладий-вольфрамового сплава. Описание и расчет реохордов даны в работе автора [1963а], поэтому здесь останавливаться на них нет надобности.

Упрощенная компенсационная измерительная схема с непрерывным уравниванием для измерения э. д. с. термопары показана на рис. II-3, а. Измеряемая э. д. с. E_x термопары $ТП$ компенсируется падением напряжения U_k на части сопротивления реохорда R_k от протекания по нему тока I_p . Момент равновесного состояния ($U_k = R_k I_p = E_x$) фиксируется с помощью нулевого органа $НО$.

Если э. д. с. термопары изменится, то движок реохорда автоматически переместится в новое состояние равновесия. Таким образом, движок реохорда автоматически следит за этим изменением э. д. с. термопары. Если перемещение движка связать с указателем шкалы прибора, то по ней можно непосредственно отсчитывать измеряемую температуру. Расчет компенсационной схемы для измерения э. д. с. термопары приведен в указанной выше работе автора [1963а].

Делители напряжений, магазины сопротивлений и проводимостей, применяемые в цифровых измерительных устройствах, выполняются в виде секционированных сопротивлений или набора отдельных сопротивлений.

Упрощенные компенсационные схемы цифровых измерительных устройств для напряжения и тока с уравновешивающим устройством $Ур$ в виде секционированного делителя напряжения показаны на рис. II-4. Измеряемый сигнал $U_x (i_x)$ уравновешивается компенсирующим сигналом $U_k (i_k)$ при помощи переключателя делителя R уравновешивающего устройства $Ур$ с источником уравновешивающего сигнала $U_{ур}$. В момент равенства измеряемого и компенсирующего сигналов $U_x = U_k (i_x = i_k)$ сигнал на входе нулевого органа $НО$ будет равен нулю и система будет находиться в равновесном

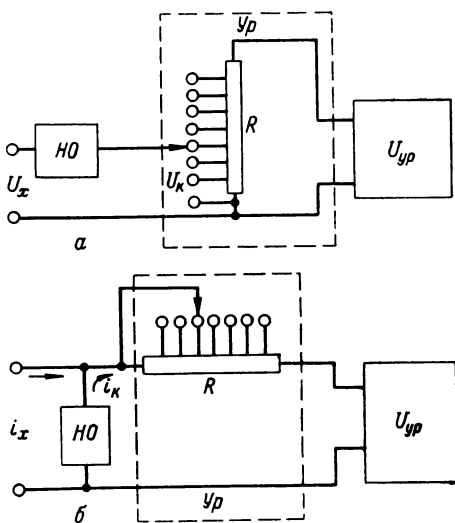


Рис. II-4. Упрощенные компенсационные схемы цифровых приборов для измерения напряжения (а) и тока (б).

состоянии. Величина компенсирующего или измеряемого сигнала отсчитывается по шкале цифрового указателя, связанного с положением переключателя делителя уравновешивающего устройства.

Если секционное сопротивление R (рис. II-4, б) снабдить шкалой, указывающей величину соответствующей проводимости, то ток, протекающий через зажимы при коротком замыкании выхода уравновешивающего устройства определится как

$$i_k = U_{ур} G_{ед} \mu, \quad (II-16)$$

где $G_{ед}$ — проводимость уравновешивающего устройства, принятая за единицу; $U_{ур} G_{ед}$ — сила тока, принятая за единицу; μ — координата щетки переключателя, отсчитываемая по шкале указателя.

т. е. линейное перемещение движка реохорда пропорционально э. д. с. термопары. Но э. д. с. термопары с некоторым допущением прямо пропорциональна разности температур рабочего спая и нерабочих концов термопары:

$$E_x = C(t_x - t_0).$$

откуда

$$t_x - t_0 = \frac{E_x}{C} = \frac{C_1}{C} l_k = C_2 l_k, \quad (\text{II-13})$$

где C, C_1 — чувствительность соответственно реохорда и термопары.

Таким образом, линейное перемещение движка реохорда при неизменной температуре нерабочих концов термопары прямо пропорционально измеряемой температуре, а следовательно, сопротивление реохорда может быть выражено непосредственно в градусах измеряемой температуры.

Чувствительность схемы определяется как отношение изменения тока $\Delta I_{н.о}$ в цепи нулевого органа к изменению ΔE_x .

$$\xi = \frac{\Delta I_{н.о}}{\Delta E_x} = \frac{\Delta I_{н.о}}{C \Delta t_x}. \quad (\text{II-14})$$

Приращение тока в цепи нулевого органа обратно пропорционально полному сопротивлению цепи термопары:

$$\Delta I_{н.о} = \frac{\Delta E_x}{R_{н.о} + R_x + R_k}. \quad (\text{II-15})$$

Компенсационная схема питается от источника E_n , в качестве которого служат либо сухие элементы, либо стабилизированные источники. Установка тока в цепи реохорда I_0 производится с помощью реостата $R_{пр}$.

В автоматических измерительных устройствах процесс уравнивания осуществляется автоматически. На рис. II-3, б показана измерительная схема автоматического электронного потенциометра. В измерительную схему введены сопротивление R_k , переключатель PK и нормальный элемент E_n , служащие для установки рабочего тока в цепи реохорда. Сопротивление R_m , выполненное из меди, служит для компенсации э. д. с., возникающей в термопаре за счет изменения температуры нерабочих концов. R_m меняется пропорционально этому изменению температуры и таким образом компенсирует изменение э. д. с. Сопротивления R_n, R_6 и R_p предназначены для подгонки предела измерения, а R_r — для ограничения тока в цепи нормального элемента.

Сигнал разбаланса с выхода измерительной цепи поступает в преобразователь $ВП$, затем подается на электронный усилитель $ЭУ$ и на обмотку управления реверсивного двигателя $РД$. Вследствие этого ротор двигателя вращается и перемещает движок реохорда R в положение, при котором

$$E_x = U_k.$$

В этом случае сопротивление на зажимах уравнивающего источника постоянно и равно

$$8r + 4r + 2r + r + r = 16r. \quad (\text{II-18})$$

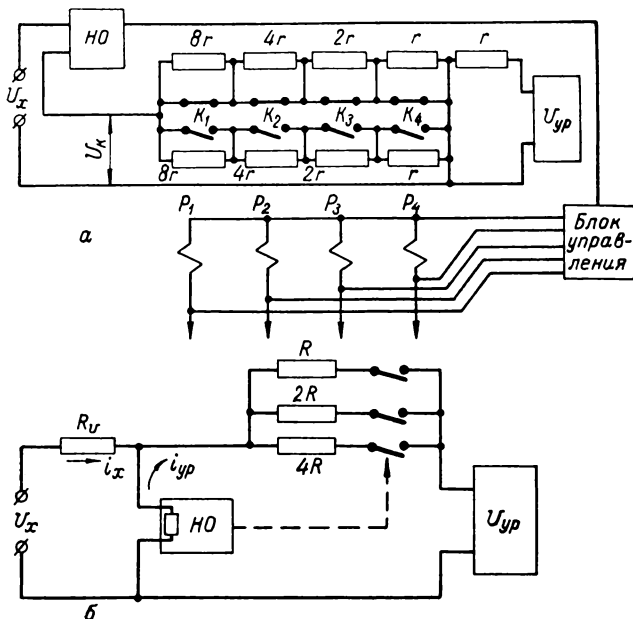


Рис. II-6. Уравненные компенсационные измерительные схемы с двоичной шкалой:
 а — потенциметрическая с последовательным делителем;
 б — токовая с параллельным делителем.

Сопротивление нижнего магазина

$$R_n = (8X_1 + 4X_2 + 2X_3 + X_4) r, \quad (\text{II-19})$$

где $X_k = 0$, если нижний ключ k -го разряда замкнут, а верхний разомкнут; $X_k = 1$, если нижний ключ k -го разряда разомкнут, а верхний замкнут.

Выходное напряжение делителя

$$U_k = \frac{R_n}{16r} U_{up} = U_{up} \left(\frac{1}{2} X_1 + \frac{1}{4} X_2 + \frac{1}{8} X_3 + \frac{1}{16} X_4 \right). \quad (\text{II-20})$$

В положении компенсации $U_x = U_k$, тогда

$$U_x = U_{up} \sum_{k=1}^4 \left(\frac{1}{2} \right)^k X_k. \quad (\text{II-21})$$

Таким образом, числа X_k , характеризующие положение ключей в уравненной схеме, образуют двоичный код, соответствующий

В равновесном состоянии системы напряжение на зажимах HO равно нулю и выход уравнивающего устройства как бы замкнут накоротку, при этом справедливо выражение

$$i_x = U_{ур} G_{ед} \mu, \quad (II-17)$$

где i_x — входная, а μ — выходная величина.

Для получения N различных значений координаты μ следует использовать переключатель на N положений и секционированное сопротивление из N секций. Если необходимо иметь большое число значений координаты μ с малой дискретностью, применяются измерительные схемы с многоразрядными уравнивающими устройствами.

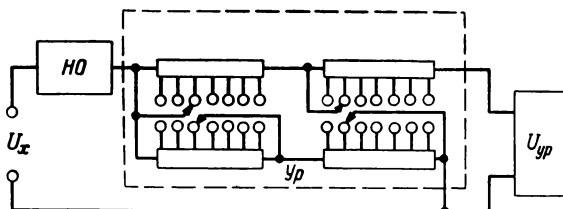


Рис. II-5. Потенциметрическая измерительная схема с двухразрядным десятичным делителем напряжения.

На рис. II-5 показана потенциметрическая схема с уравнивающим устройством в виде двухразрядного десятичного делителя напряжения, состоящего из двух одинаковых и одновременно коммутируемых магазинов сопротивлений [Нетребенко, 1961].

В процессе уравнивания измеряемого напряжения в каждой секции разряда одно из сопротивлений одного магазина всегда включено, а в одноименной секции другого магазина выключено (закорочено). В такой схеме обеспечивается постоянное нагружение уравнивающего источника. Измеряемое напряжение U_x одновременно с уравниванием преобразуется в десятичный цифровой код, фиксируемый цифровым указателем.

Многоразрядный делитель может быть выполнен также и с двоичным делителем уравнивающего устройства (рис. II-6) [Бутов, 1961а].

В потенциметрической схеме (фиг. II-6, а) в качестве уравнивающего устройства применен последовательный делитель напряжения на четыре двоичных разряда, который аналогично предыдущему делителю состоит из двух одинаковых и одновременно коммутируемых магазинов сопротивлений, состоящих из сопротивлений $r - 8r$. Помимо этого в схему введено некоммутируемое сопротивление r , равное по величине сопротивлению младшего разряда.

измеряемому напряжению. Схема уравнивается с помощью переключения контактов K_1, K_2, K_3, K_4 реле P_1, P_2, P_3, P_4 от блока управления.

Двоичный делитель уравнивающего устройства может быть выполнен в виде магазина проводимостей (рис. II-6, б), составленного из сопротивлений $R - 4R$. Эта схема применяется для измерения тока, а при наличии сопротивления R_U и для измерения напряжения.

При последовательном соединении отдельных разрядов паразитные э. д. с. и переходные сопротивления суммируются. В случае же параллельного делителя суммарное действие паразитных параметров всех переключателей не превосходит действия паразитных параметров одного двоичного переключателя. Кроме того, в многоразрядных последовательных схемах практически исключается применение бесконтактных ключей ввиду гальванической связи входной и выходной цепей переключателя с соответствующими цепями других переключателей. В параллельных же схемах гальванические связи оказывают значительно меньше влияния на результаты измерения.

Коэффициент передачи идеального делителя с дискретной шкалой в общем случае определяется как

$$\mu = \sum_{k=1}^n a_k X_k, \quad (\text{II-22})$$

где X_k — числа, образующие дискретный взвешенный код; a_k — весовые коэффициенты кода; n — число разрядов кода.

Весовые коэффициенты a_k зависят от относительных величин сопротивления делителя и от способа их соединения.

Для делителей, показанных на рис. II-6, а, коэффициент передачи

$$\mu_d = \frac{R_n}{R_n + R_b} = \frac{\mu R_{ед}}{\mu R_{ед} + (1 - \mu) R_{ед}}, \quad (\text{II-23})$$

где R_n и R_b — действующие сопротивления соответственно нижнего и верхнего магазинов делителя; μ_d — коэффициент, отсчитанный по шкале цифрового указателя; $R_{ед}$ — сопротивление делителя, принятое за единицу.

Если принять внутреннее сопротивление источника $U_{ур}$ равным нулю, то выходное сопротивление последовательного делителя из двух магазинов

$$R_{д\text{ вых}} = \frac{R_n R_b}{R_n + R_b} = \mu R_b. \quad (\text{II-24})$$

Выражая $R_{д\text{ вых}}$ через $R_{д\text{ вх}}$ и μ , имеем

$$R_{д\text{ вых}} = \mu (1 - \mu) R_{д\text{ вх}}. \quad (\text{II-25})$$

Максимальная величина $R_{д\text{ вых}}$ получается при $\mu = 1/2$:

$$R_{д\text{ вых max}} = \frac{1}{4} R_{д\text{ вх}}.$$

В двухразрядных десятичных делителях принципиально можно полностью или частично исключить дублирующие секции путем замены в старшей декаде двух секционированных сопротивлений одним (рис. II-7, а) или объединением сопротивлений в этих декадах (рис. II-7, б) [Нетребенко, 1961]. Недостатком последней

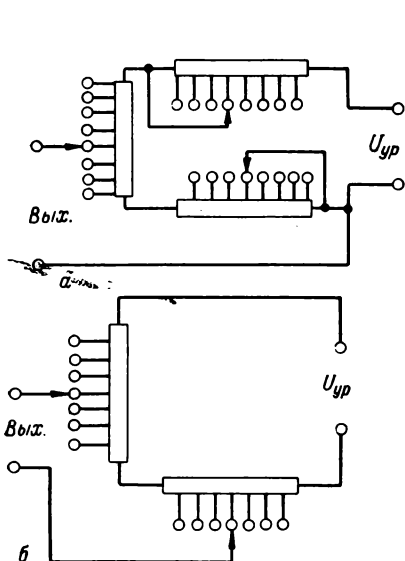


Рис. II-7. Упрощенные схемы двухкаскадных делителей:
а — с одним сопротивлением в старшей декаде; б — с одним сопротивлением в каждой декаде.

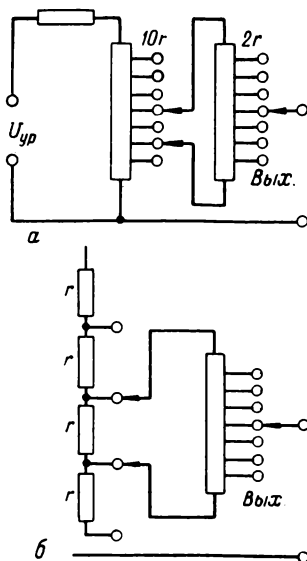


Рис. II-8. Схемы десятичных делителей, выполненных на принципе шунтирования.
а — сопротивление второй декады подключается к двум секциям первой декады; б — сопротивление второй декады подключается к одной секции первой декады.

схемы является то, что источник U_{yp} не имеет прямого соединения с выходным зажимом.

Десятичные делители могут быть выполнены также на принципе шунтирования (рис. II-8) [Нетребенко, 1961]. В первом делителе (рис. II-8, а) секционированное сопротивление второй декады $2r$ подключается параллельно к двум секциям первой декады с общим сопротивлением $10r$. Во втором делителе (рис. II-8, б) секционированное сопротивление второй декады r шунтирует только одну секцию первой декады. На этом принципе можно выполнить десятичный делитель с любым числом декад. Входное сопротивление таких делителей постоянно и равно примерно полному сопротивлению

подключающих лучи звезды либо к компенсирующему напряжению, либо к «земле». Ток, протекающий в каждом луче звезды,

$$I = (U_{yp} X_k - U_{yp}) g_k, \quad (\text{II-28})$$

где $U_{yp} X_k = U_k$, если проводимость луча g_k подключена к источнику U_{yp} ; $U_{yp} X_k = 0$, если проводимость g_k подключена на «землю».

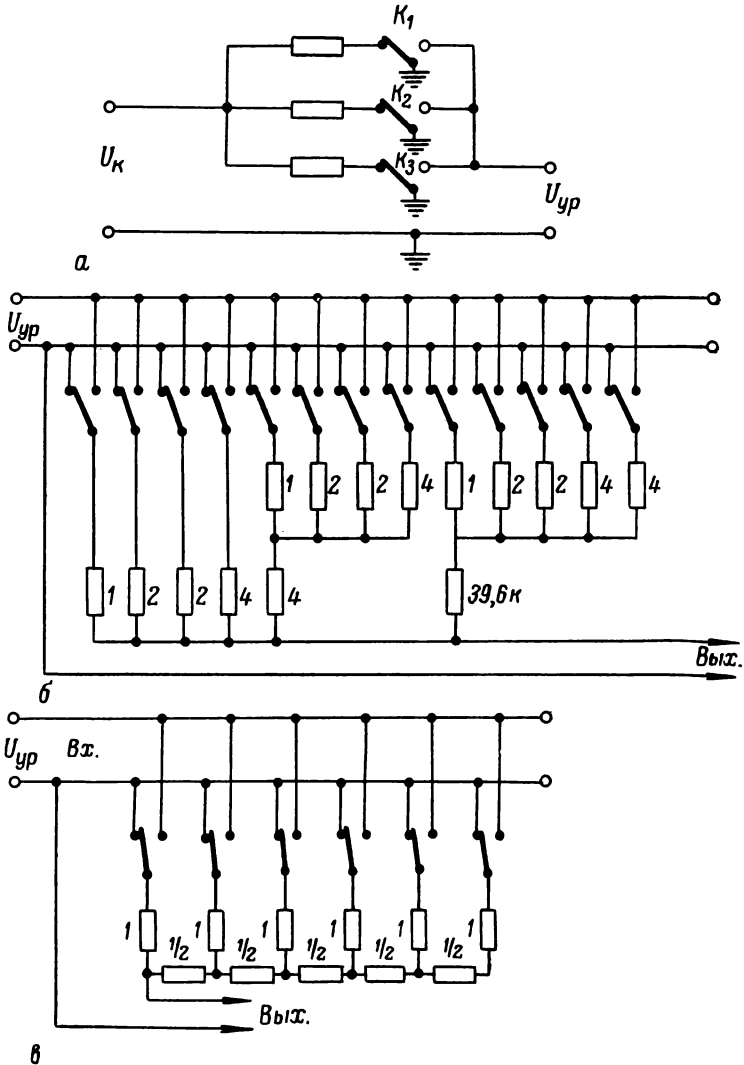


Рис. II-10. Схемы точных параллельных делителей.

первой декады. Выходное же сопротивление меняется с изменением коэффициента передачи μ и определяется как

$$R_{\text{д вых}} \approx X_1(10 - X_1)r_1 + X_2(10 - X_2)r_2 + \dots + X_n(10 - X_n)r_n, \quad (\text{II-26})$$

где X_k — цифры десятичного кода; r_k — некоторые постоянные, равные величинам сопротивлений секций делителя.

Наряду с десятичными применяются параллельные двоичные делители с приближенным делением напряжения (рис. II-9). Работа этих делителей основана на суммировании токов в отдельных секциях с помощью низкоомного сопротивления r на выходе. В первом из них (рис. II-9, а) весовые коэффициенты пропорциональны проводимостям соответствующих разрядов, а во втором (рис. II-9, б) зависят от величины проводимости и от того, к какой точке выходного секционированного сопротивления подключена проводимость. В третьем делителе (рис. II-9, в) весовые коэффициенты разрядов могут набираться с помощью вспомогательного делителя в цепи уравновешивающего источника $U_{\text{уп}}$.

Напряжения на выходе делителей при соблюдении условия $r \ll R_k$ определяются соответственно как

$$\left. \begin{aligned} U_k &\approx U_{\text{уп}} \sum_k \frac{r}{R_k} X_k; \\ U_k &\approx U_{\text{уп}} \sum_k \frac{r_k}{R_k} X_k; \\ U_k &\approx U_{\text{уп}} \sum_k \frac{r}{R_k} b_k X_k, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-27})$$

где $X_k = 1$ для включенного, $X_k = 0$ для выключенного разряда; r — сопротивление на выходе делителя; R_k — сопротивление k -й параллельной секции; r_k — сопротивление части секционированного выходного элемента между землей и точкой включения R_k во второй схеме; b_k — коэффициент передачи, вводимый в k -й разряд вспомогательным делителем на входе делителя.

Для более точных измерений применяются точные параллельные делители (рис. II-10). Первый из них (рис. II-10, а) состоит из звездообразной системы проводимостей g_k и системы ключей $K_1 - K_3$,

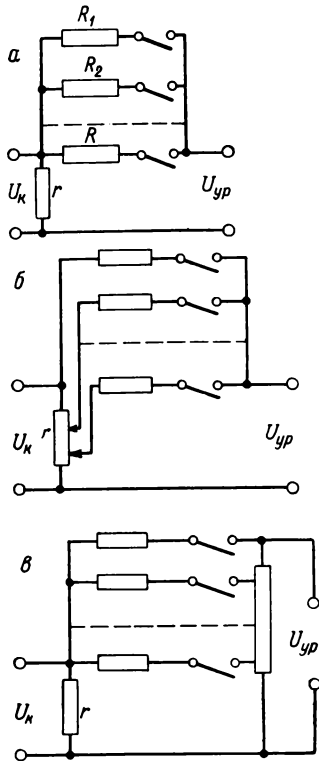


Рис. II-9. Схемы параллельных двоичных делителей с приближенным делением.

Уравнение для выходного напряжения делителя U_k можно получить из первого закона Кирхгофа, записанного для вершины звезды (общая шина магазина проводимости),

$$\sum_{k=1}^n (U_{ур} X_k - U_k) g_k = 0$$

и градуировочных формул

$$g_k = a_k G_{ед}.$$

Уравнение делителя имеет вид

$$U_k = U_{ур} \frac{\sum X_k g_k}{\sum g_k} = U_{ур} \frac{G_{ед}}{\sum g_k} \sum X_k a_k. \quad (II-29)$$

Если $\sum g_k = G_{ед}$, то уравнение (II-29) можно записать в более простом виде:

$$U_k = U_{ур} \mu, \quad (II-30)$$

где $\mu \approx \sum a_k x_k$ — коэффициент передачи, определяемый по шкале цифрового указателя.

В зависимости от закона выбора проводимостей делитель может иметь либо двоичную шкалу, либо двоично-десятичную. Выходное сопротивление делителя является постоянной величиной:

$$R_{д\text{ вых}} = \frac{1}{\sum g_k}. \quad (II-31)$$

Входное сопротивление делителя зависит от величины μ и может быть определено как

$$R_{д\text{ вх}} = \frac{1}{\mu(1-\mu)} R_{д\text{ вых}}. \quad (II-32)$$

Сопротивления отдельных разрядов параллельного делителя могут быть найдены из величины $R_{д\text{ вых}}$ и набора весовых коэффициентов a_k , выбранных так, чтобы $\sum a_k = 1$. Тогда

$$g_k = a_k \frac{1}{R_{д\text{ вых}}} \quad \text{или} \quad r_k = \frac{1}{g_k} = \frac{R_{д\text{ вых}}}{a_k}. \quad (II-33)$$

На рис. II-10, б показан трехдекадный двоично-десятичный делитель, позволяющий регулировать выходное напряжение от нуля до $U_{ур}$. Весовые коэффициенты разрядов пропорциональны числам 4, 2, 2, 1. В последней младшей декаде имеется дополнительное пятое сопротивление. Введение в схему одного сопротивления величиной 39,6 *ком* позволяет вместо пяти высокоомных сопротивлений 100, 200, 200, 400, 400 *ком* обойтись низкоомными сопротивлениями.

На рис. II-10, в показан идеальный параллельный двоичный делитель, выполненный из набора сопротивлений двух номиналов.

К достоинствам параллельных делителей следует отнести постоянство выходного сопротивления и пониженные требования к качеству переключателей, изоляции и экранировки.

Магазины сопротивлений и проводимостей можно представить в виде двухполюсников, описываемых соответственно уравнениями

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вых}} &= R_{\text{ед}} \mu; \\ G_{\text{вых}} &= G_{\text{ед}} \mu, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-34})$$

где $R_{\text{вых}}$ и $G_{\text{вых}}$ — соответственно сопротивление и проводимость между выходными зажимами; $R_{\text{ед}}$ и $G_{\text{ед}}$ — некоторые единичные сопротивление и проводимость.

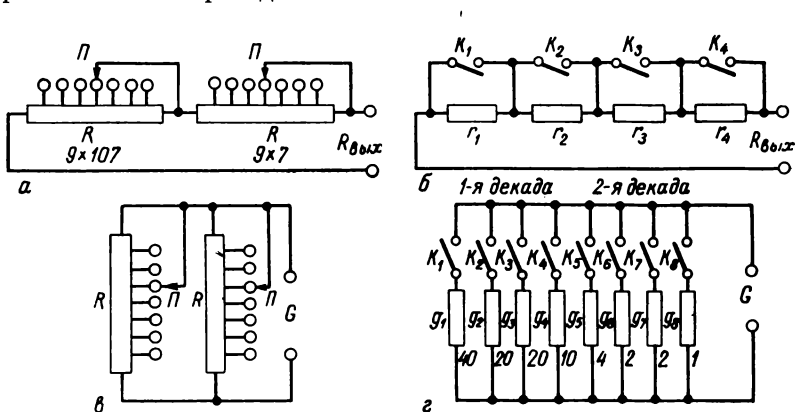


Рис. II-11. Схемы многозарядных магазинов сопротивлений (*a* — с десятичной; *b* — с двоичной шкалой) и проводимостей (*a* — с десятичной; *g* — с двоично-десятичной шкалой).

Другие возможные схемы многозарядных магазинов сопротивлений и проводимостей приведены на рис. II-11 [Нетребенко, 1961]. На рис. II-11, *a* показан двухкаскадный магазин сопротивлений с десятичной шкалой. Каждая декада состоит из секционированного сопротивления R с переключателем Π .

На рис. II-11, *b* приведен магазин сопротивлений, ячейки которого набраны по двоичному закону из сопротивлений $r_1 - r_4$ и шунтирующих их переключателей $K_1 - K_4$. Сопротивление каждой ячейки определяется по формуле

$$r_k = R_{\text{ед}} a_k.$$

Двухкаскадный десятичный магазин проводимостей (рис. II-11, *g*) состоит из секционированных сопротивлений R с переключателями Π . Десятичный магазин проводимостей может быть выполнен также из набора проводимостей $g_1 - g_8$, подключаемых переключателями

Вычитая из первого выражения второе, получаем

$$r_1 = \Delta R \frac{R_4 + R}{R_1 + R_2 + \Delta R}. \quad (\text{II-40})$$

Из выражения (II-40) видно, что зависимость между r_1 и ΔR нелинейна. Эта нелинейность уменьшается, когда величина ΔR выбирается значительно меньше $R_1 + R_2$.

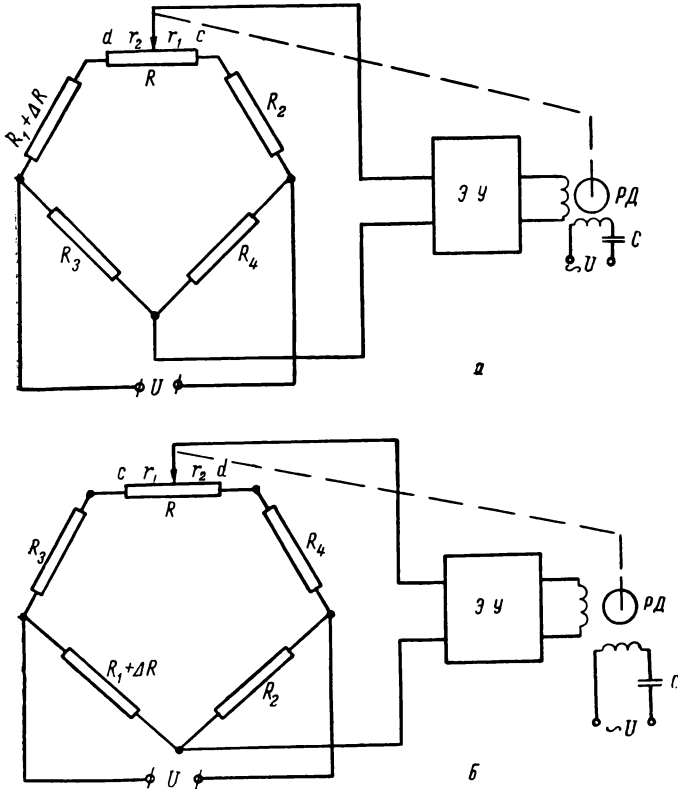


Рис. II-12. Схемы уравновешенных мостов с непрерывным автоматическим уравновешиванием.

При равномерной намотке реохорда сопротивление r_1 связано с линейным перемещением движка l_1 (рис. II-12, а) выражением

$$l_1 = \frac{L_p}{R} r_1, \quad (\text{II-41})$$

где L_p — полная длина намотки реохорда.

$K_1 - K_8$ по двоично-десятичному закону (рис. II-11, *з*). Проводимость каждой ячейки можно определить по формуле

$$g_k = G_{\text{ед}} a_k. \quad (\text{II-35})$$

Мостовые уравновешенные схемы

Мостовые уравновешенные схемы могут быть выполнены как из активных, так и реактивных элементов. Схемы с активными элементами могут работать как на постоянном, так и на переменном токе, а с реактивными — только на переменном. При небольшом сдвиге фаз в ветвях моста переменного тока уравновешивание производится по одной величине с помощью одного регулируемого элемента, а при заметном сдвиге фаз токов или напряжений — по двум величинам с помощью двух регулируемых элементов.

В простейшем случае мостовая измерительная схема с непрерывным автоматическим уравновешиванием состоит из четырехплечего равновесного моста, образованного сопротивлениями R_1, R_2, R_3, R_4 и реохордом R ; электронного усилителя $\mathcal{E}\mathcal{U}$ и реверсивного двигателя $P\mathcal{D}$ (рис. II-12) [Бутусов, 1963а]. Реохорд может включаться как в смежное с измеряемым сопротивлением R_1 плечо (рис. II-12, *а*), так и в противоположное (рис. II-12, *б*).

В первом варианте включения реохорда, когда движок находится в точке *с* и сопротивление R_1 соответствует начальному значению измеряемой величины, уравнение равновесия цепи имеет вид

$$(R_1 + R) R_4 = R_2 R_3, \quad (\text{II-36})$$

где $R = r_1 + r_2$ — сопротивление реохорда.

С изменением измеряемой величины сопротивление R_1 увеличивается на величину ΔR , что вызовет разбаланс моста. Новому равновесному состоянию будет соответствовать уравнение

$$(R_1 + \Delta R + R - r_1) R_4 = R_3 (R_2 + r_1). \quad (\text{II-37})$$

Из выражений (II-36) и (II-37) имеем

$$\Delta R R_4 - r_1 R_4 = R_3 r_1,$$

откуда

$$r_1 = \Delta R \frac{R_4}{R_3 + R_4}. \quad (\text{II-38})$$

Из полученного выражения видно, что зависимость между r_1 и ΔR имеет линейный характер. Поэтому и шкалу прибора можно получить линейной.

Во втором варианте включения реохорда (рис. II-12, *б*) уравнения для двух состояний равновесия аналогично предыдущему можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} R_1 (R_4 + R) &= R_2 R_3; \\ (R_1 + \Delta R) (R_4 + R - r_1) &= R_2 (R_3 + r_1). \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-39})$$

В цифровых равновесных мостах в качестве уравнивающих устройств могут быть использованы магазины сопротивлений или проводимостей (рис. II-14). Магазин проводимостей (рис. II-14, а) включает в себя разрывающие ключи $K_1 - K_8$, которые могут служить источником различного рода наводок на измерительную схему. В этом отношении мосты с уравнивающим устройством в виде параллельного делителя с перекидными ключами $K_1 - K_8$ (рис. II-14, б) имеют перед ними некоторое преимущество. Однако

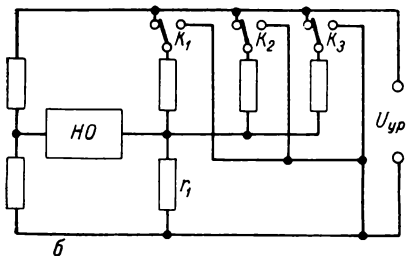
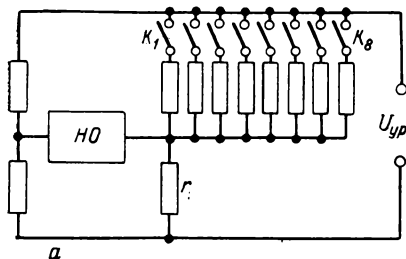


Рис. II-14. Схемы уравниваемых мостов:

а — с уравнивающим магазином проводимостей; б — с уравнивающим делителем.

да, $|U'|_{t=T_p}$ — скорость изменения напряжения в конце рабочего хода.

Интервал T_p , в течение которого напряжение изменяется линейно, называется временем рабочего хода, а интервал $T_{обр}$ с нелинейным изменением напряжения от максимального значения до исходного называется временем обратного хода.

При проектировании генератора линейно изменяющегося напряжения необходимо стремиться обеспечить наименьший коэффициент нелинейности и стабильность крутизны со временем при изменении напряжения источника питания и с изменением окружающих условий. Кроме того, необходимо стремиться получить наибольший коэффициент использования $K_{и}$ источника питания

$$K_{и} = \frac{U_m}{U_{и}}, \quad (II-45)$$

они обладают большей структурной погрешностью по сравнению с первыми.

В аналоговых измерительных приборах периодического уравнивания с помощью развертывающего устройства [Темиков, 1960], преобразователях напряжения в цифровых код и цифровых вольтметрах в качестве уравнивающих устройств широко применяются генераторы линейно изменяющегося напряжения. Последнее может быть как нарастающим, так и убывающим. Относительное изменение скорости нарастания или убывания линейно изменяющегося напряжения обычно называют коэффициентом нелинейности, который может быть определен из выражения

$$\xi = \frac{|U'|_{t=0} - |U'|_{t=T_p}}{|U'|_{t=0}}, \quad (II-44)$$

где $|U'|_{t=0}$ — скорость нарастания напряжения в начале рабочего хода

и $|U'|_{t=T_p}$ — скорость убывания напряжения в конце рабочего хода.

где $|U'|_{t=0}$ — скорость нарастания

напряжения в начале рабочего хода

и $|U'|_{t=T_p}$ — скорость убывания

напряжения в конце рабочего хода.

где $|U'|_{t=0}$ — скорость нарастания

напряжения в начале рабочего хода

и $|U'|_{t=T_p}$ — скорость убывания

напряжения в конце рабочего хода.

где $|U'|_{t=0}$ — скорость нарастания

напряжения в начале рабочего хода

и $|U'|_{t=T_p}$ — скорость убывания

напряжения в конце рабочего хода.

где $|U'|_{t=0}$ — скорость нарастания

напряжения в начале рабочего хода

и $|U'|_{t=T_p}$ — скорость убывания

напряжения в конце рабочего хода.

Принимая характеристику измеряемого сопротивления линейной, получаем выражение для перемещения движка l_1 при изменении переменного сопротивления на ΔR :

$$l_1 = \frac{R_4 L_p}{(R_4 + R_3) R} \Delta R = c \Delta R. \quad (\text{II-42})$$

В качестве переменного сопротивления обычно используются термосопротивления, служащие для измерения температуры. В этом случае

$$\Delta R = R_1 \alpha \Delta t,$$

или

$$l_1 = c R_1 \alpha \Delta t, \quad (\text{II-43})$$

т. е. перемещение движка прямо пропорционально значению измеряемой температуры Δt (α — температурный коэффициент сопротивления термосопротивления).

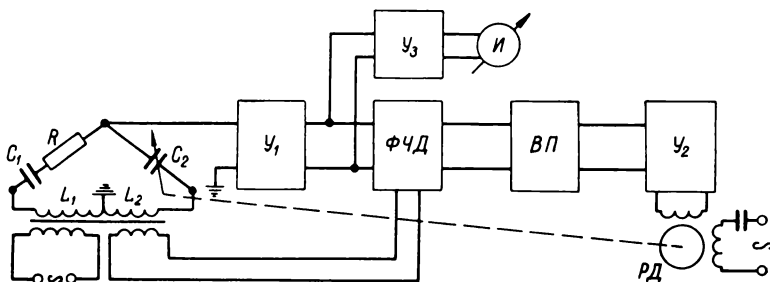


Рис. II-13. Схема уравновешенного моста с реактивными элементами для измерения параметров конденсаторов.

На рис. II-13 показана мостовая схема с реактивными элементами для измерения параметров конденсаторов [Карандеев и др., 1965]. Два плеча моста выполнены в виде делителя L_1, L_2 с тесной индуктивной связью. Два других плеча образованы контролируемым конденсатором C_1 с сопротивлением R и переменным конденсатором C_2 . По одной составляющей мост уравнивается изменением емкости конденсатора C_2 . Сигнал разбаланса моста подается на усилитель $У_1$, фазочувствительный детектор $\Phi Ч Д$ и далее через вибропреобразователь $В П$ на усилитель переменного тока $У_2$ и на обмотку реверсивного двигателя $Р Д$. Последний, вращаясь, изменяет емкость конденсатора так, что мост уравнивается по реактивной составляющей.

Величина контролируемой емкости определяется по углу поворота вала двигателя, а тангенс угла потерь $\text{tg } \delta$ — по магнитоэлектрическому прибору $И$, подключенному к мосту через усилитель $У_3$. Диапазон измеряемых емкостей составляет от 15 до 20 000 пф, а тангенса угла потерь от 0,002 до 0,02. Мост соответствует классу 1,5.

где U_m — амплитуда линейно изменяющегося напряжения; U_{II} — напряжение источника питания.

Генератор линейно изменяющегося напряжения представляет собой сочетание интегрирующей цепи RC и элементов, обеспечивающих заряд и разряд конденсатора.

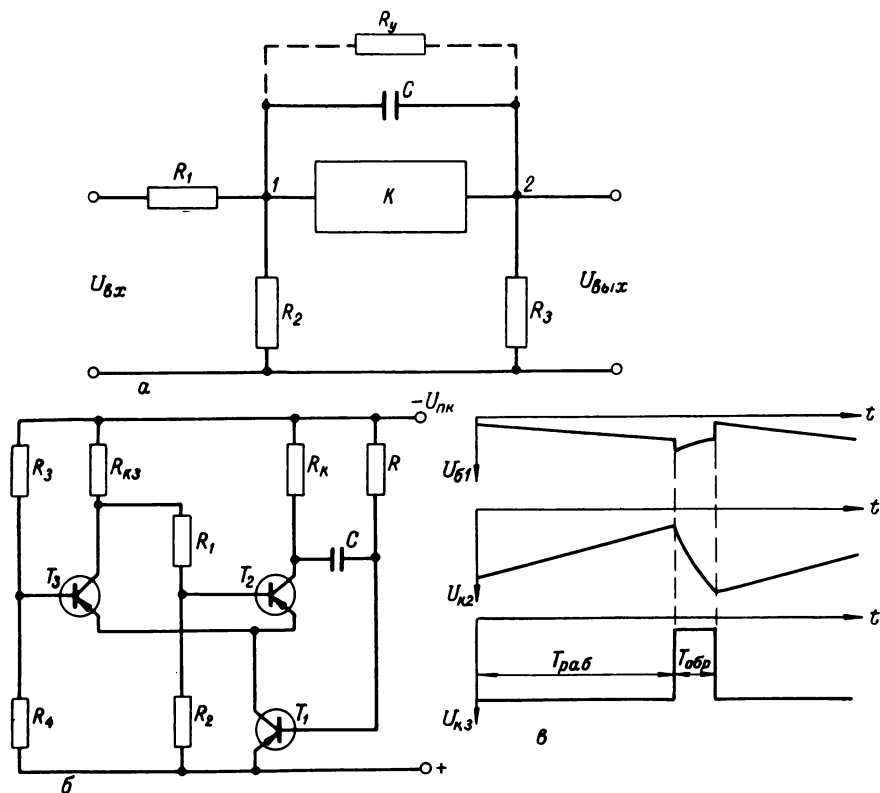


Рис. II-15. Схемы генераторов линейно изменяющего напряжения (a — с интегрирующим усилителем постоянного тока; b — фантастронного типа) и временные диаграммы работы фантастронного генератора (c).

По принципу работы различают генераторы заторможенные и работающие в режиме автоколебаний. Первые могут управляться импульсами прямоугольной формы длительностью, равной времени рабочего хода, и короткими синхронизирующими импульсами.

Наиболее совершенным генератором линейно изменяющегося напряжения является усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления с интегрирующей обратной связью через RC -цепь. Блок-схема такого генератора показана на рис. II-15, a .

При подаче на вход импульса напряжения $U_{вх}$ прямоугольной формы происходит заряд конденсатора C , одна из обкладок которого

присоединена к входу интегратора. Одновременно изменяющееся выходное напряжение начинает заряжать противоположную обкладку зарядом, который нейтрализует заряд, подаваемый с входной стороны. Напряжение на входе интегратора при этом остается незначительным. Нарастающее напряжение на входе усилителя усиливается в K раз, вследствие чего заряд конденсатора со стороны выхода по мере роста заряда остается почти постоянным, а напряжение меняется по линейному закону.

На основании метода узловых напряжений для токов, протекающих в точке 1 (рис. II-15, а), можно написать

$$\left(\frac{U_{\text{вых}}}{K} - U_{\text{вх}}\right) \frac{1}{R_1} + \left(\frac{U_{\text{вых}}}{K} - U_{\text{вх}}\right) \frac{1}{R_2} + \left(\frac{U_{\text{вых}}}{K} - U_{\text{вых}}\right) \left(\frac{C_p + 1}{R_y}\right) = 0,$$

где p — оператор Лапласа.

После несложных преобразований получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{(1-K) R_1 C_p + 1 + \frac{R_1}{R_2} + (1-K) \frac{R_1}{R_y}} U_{\text{вх}}. \quad (\text{II-46})$$

Но для идеального интегратора

$$U_{\text{вых}} = \frac{A}{C_p} U_{\text{вх}}. \quad (\text{II-47})$$

Из сравнения написанных уравнений следует, что необходимая точность интегрирования получается при $R_2 \gg R_1$, т. е. при высоком входном сопротивлении интегратора, и при большом сопротивлении утечки конденсатора, т. е. при $R_y \gg R_1(1-K)$ и $K \gg 1$.

На линейность напряжения генератора влияет также степень прямоугольности интегрируемых импульсов и зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты. Такие генераторы обеспечивают коэффициент нелинейности порядка 0,2%.

На рис. II-15, б показана принципиальная схема генератора линейно изменяющегося напряжения фантастронного типа на трех транзисторах [Бутусов, 1964в]. Генератор может работать в режиме автоколебаний, в ждущем режиме и в режиме синхронизации.

В режиме автоколебаний генератор работает следующим образом. При запираии транзистора T_2 увеличивается отрицательный потенциал на его коллекторе и на базе T_1 , возрастает коллекторный ток T_1 , что приводит к уменьшению его отрицательного потенциала и отпиранию T_3 . Потенциал коллектора T_3 увеличивается, а это в свою очередь приводит к еще большему запираию T_2 . В этот период работы в генераторе существует емкостная положительная обратная связь.

При коэффициенте обратной связи, большем единицы, описанный процесс будет происходить лавинообразно. Вследствие этого транзисторы T_1 и T_3 будут открыты, а T_2 закрыт. Конденсатор C начинает заряжаться по цепи сопротивление R_k и участок база — эмит-

ванные источники напряжения можно разделить на электрохимические, параметрические и компенсационные.

В качестве электрохимических источников напряжения постоянного тока нашли применение нормальные и окисно-ртутные элементы.

Нормальные ртутно-кадмиевые насыщенные элементы III класса применяются в основном как источники образцового напряжения. Э. д. с. этого элемента при 20°C равна $E = 1,019 \pm 0,0005$ в и внутреннее сопротивление около 300 ом. Температурный коэффициент в диапазоне температур от $+10$ до $+40^{\circ}\text{C}$ практически равен нулю. Потребляемый ток от нормального элемента не должен превышать нескольких микроампер, в противном случае происходит сильная поляризация нормального элемента и его э. д. с. падает. В процессе эксплуатации нормальный элемент не следует замыкать накоротко и включать в цепь на длительное время.

Окисно-ртутные сухие элементы имеют малые размеры. Например, элемент ОР-4 при диаметре 30 мм имеет высоту 14 мм, а ОР-1К — в два раза меньше. Применяются они обычно в качестве источников опорного напряжения. Окисно-ртутные элементы должны быть постоянно нагружены током около 50% его номинальной нагрузки, иначе при подключении нагрузки заметно изменяется его э. д. с. Потребляемый ток этих элементов составляет примерно 20 мка, при этом срок службы батареи равен 1—1,5 года.

В параметрических стабилизированных источниках питания используются нелинейные зависимости между током и напряжением нелинейных элементов. Последние по физическим процессам, обуславливающим нелинейность вольтамперной характеристики, могут быть разделены на две группы. Нелинейность вольтамперной характеристики элементов первой группы определяется самой спецификой физических процессов, вызывающих протекание тока. К этому виду нелинейных элементов относятся газоразрядные приборы, полупроводниковые сопротивления и вентили, конденсаторы с сегнето-диэлектриком, дроссели с насыщенным магнитопроводом и др. Нелинейность вольтамперной характеристики элементов второй группы вызывается нагревом, обусловленным протеканием по ним тока. К ним относятся лампы накаливания, барреторы, термисторы и т. п.

Нелинейные элементы могут быть управляемыми и неуправляемыми. В первых величину нелинейности можно изменять произвольно при помощи внешнего сигнала.

Параметрические источники питания выполняются по разомкнутой схеме, в которой параметры нелинейных элементов выбираются так, что при изменении входного напряжения выходное меняется в меньшей степени. В параметрических источниках отсутствует автоматическое сравнение выходного напряжения с опорным, поэтому выходное напряжение в них не остается постоянным во времени в связи с изменением параметров схемы и окружающих условий.

Стабилизированные источники компенсационного типа работают по схеме замкнутого цикла, аналогично системе автоматического регулирования. В этих источниках непрерывно или периодически

тер транзистора T_1 . Ток базы T_1 и потенциал его коллектора уменьшаются, что приводит к запираанию T_3 . Уменьшается потенциал коллектора T_3 и базы T_2 . Транзистор T_2 начинает отпираться и вызывает разряд конденсатора C . Потенциал базы T_1 начинает быстро уменьшаться, вызывая еще большее уменьшение потенциала его коллектора.

Запирание T_3 и отпирание T_2 будет происходить почти мгновенно. Разрядный ток конденсатора C после этого будет оставаться практически постоянным, так как транзисторы T_1 и T_2 в сочетании с коллекторным сопротивлением R_k и интегрирующей цепью RC представляют собой управляемый генератор линейно изменяющегося напряжения с емкостной отрицательной обратной связью.

Когда при разряде конденсатора потенциалы коллекторов T_1 и T_2 станут близкими к нулю, они начнут переходить в режим насыщения коллекторного тока, теряя свои усилительные свойства. Ток разряда конденсатора C , не стабилизируемый обратной связью, начнет быстро уменьшаться. Уменьшается потенциал базы T_1 , вызывая дальнейшее повышение потенциалов коллектора T_1 и эмиттера T_3 . Транзистор T_3 начнет отпираться, вызывая запирание T_2 . На этом заканчивается цикл работы автогенератора. За счет уменьшения сопротивления R_4 генератор можно перевести в заторможенный (ждущий) режим.

Не останавливаясь на более подробном рассмотрении измерительных схем, которые довольно полно освещены в многочисленных работах [Бутусов, 1963а; Нестеренко, 1960; Нетребенко, 1961], отметим лишь некоторые особенности их выполнения и работы в ИИС.

В ряде случаев расстояния между датчиками и измерительными схемами достигают значительных величин. Из-за большой длины соединительных проводов в измерительные цепи вносятся дополнительные сопротивления и паразитные э. д. с., наводимые на соединительные провода. Для устранения влияния сопротивлений проводов и паразитных э. д. с. применяются трехпроводные схемы подсоединения параметрических датчиков, скручивание и экранирование проводов. Для подключения датчиков используются различные коммутирующие элементы.

Для уменьшения и исключения влияния коммутирующих элементов на погрешность измерения применяют специальные мостовые схемы, сложные мостовые схемы со вспомогательными делителями, используют магазины проводимостей в мостовых и компенсационных схемах, а также мультиплицированные схемы без коммутирующих элементов и др. [Темников, 1960].

§ II-2. Стабилизированные источники постоянного напряжения и тока

Стабилизированные источники применяются для питания цепей измерительных устройств, погрешность которых зависит от постоянства питающего напряжения или тока. Существующие стабилизиро-

направлении в области пробоя при определенных напряжениях и токах наблюдается явление, во многом похожее на зажигание газоразрядных стабилитронов, причем в определенном достаточно большом диапазоне токов напряжение на стабилитроне остается практически постоянным. Это стабилизирующее свойство связано, с одной стороны, с явлением ударной ионизации в твердом теле, а с другой — с эффектом Зенера, когда под влиянием больших напряженностей

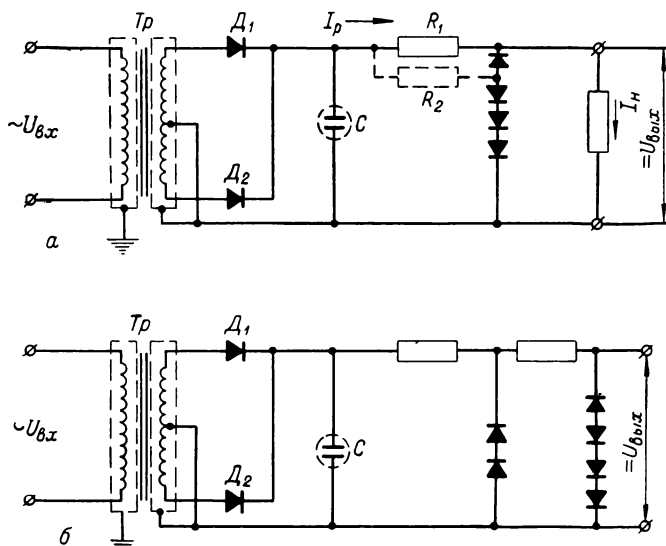


Рис. II-16. Схемы параметрических стабилизированных источников:
 а — однокаскадного; б — двухкаскадного.

поля происходит лавинообразное возрастание носителей тока вследствие значительного увеличения направленной диффузии. Принципиально кремниевые стабилитроны можно изготовить на напряжения от единиц до нескольких сотен вольт при рабочих токах от миллиампер до нескольких ампер.

Недостатком кремниевых стабилитронов является сравнительно большой температурный коэффициент, достигающий $+0,05 \div 0,08\%$ на 1°C . Причем температурные коэффициенты стабилитронов, включенных в прямом и обратном направлении, имеют противоположные знаки. Поэтому, применяя последовательное включение стабилитронов в прямом и обратном направлениях, можно скомпенсировать величину температурного коэффициента. С этой же целью могут быть использованы плоскостные германиевые диоды, обладающие температурным коэффициентом обратного знака по сравнению с кремниевыми.

На рис. II-16, а показана схема однокаскадного параметрического стабилизированного источника с температурной компенсацией [Буту-

измеряется разность между текущим значением выходного напряжения и опорным напряжением и в зависимости от величины и знака этой разности оказывается такое автоматическое воздействие на элемент источника питания, благодаря которому эта разность уменьшается до допустимо малой величины.

Работа стабилизированного источника характеризуется частными коэффициентами стабилизации, определяющими постоянство выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ в зависимости от входного напряжения $U_{\text{вх}}$, тока нагрузки $I_{\text{вых}}$, частоты питающего напряжения f и окружающей температуры T .

$$\left. \begin{aligned} K_U &= \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}; \\ K_I &= \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}; \\ K_f &= \frac{\Delta f}{f} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}; \\ K_T &= \frac{\Delta T}{T} : \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-48})$$

Частные коэффициенты стабилизации показывают, во сколько раз относительное изменение выходного напряжения меньше относительного изменения того или иного влияющего на него фактора. Точность стабилизации (стабильность выходного напряжения) принято характеризовать коэффициентом

$$S = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \frac{K_U}{K_U} + \frac{\Delta I_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}} \frac{K_I}{K_I} + \frac{\Delta f}{f} \frac{K_f}{K_f} + \frac{\Delta T}{T} \frac{K_T}{K_T}. \quad (\text{II-49})$$

Если обеспечение большого коэффициента стабилизации по напряжению не представляет особой трудности, то получение высокой точности стабилизации — задача довольно сложная.

Стабилизированные источники постоянного тока характеризуются также коэффициентом фильтрации F , статическим $R_{\text{вых. ст}}$ и динамическим $R_{\text{вых. д}}$ выходными сопротивлениями.

$$F = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}}; \quad (\text{II-50})$$

$$R_{\text{вых. ст}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}; \quad (\text{II-51})$$

$$R_{\text{вых. д}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}}. \quad (\text{II-52})$$

За последнее время в параметрических стабилизированных источниках в качестве нелинейных элементов широкое применение получили кремниевые стабилитроны 2С156, 2С168, Д808—Д811, Д813, Д814—Д817 и др. При включении этих стабилитронов в обратном

сов, 1964а]. Коэффициент стабилизации K по выходному напряжению для этого типа источников определяется как

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{(I_p + I_n) r_d} \left(1 - \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right), \quad (\text{II-53})$$

где $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ — соответственно входное и выходное напряжение источника; I_p — рабочий ток источника; I_n — ток нагрузки источника; r_d — динамическое сопротивление стабилитрона.

Как видно из приведенного выражения, для получения большего коэффициента стабилизации необходимо I_p выбирать как можно меньшим, но в несколько раз превышающим I_n . Практически для получения K_{max} достаточно выбирать $U_{\text{вх}} \approx (8 \div 10) U_{\text{вых}}$. Температурный коэффициент в таком источнике может быть уменьшен до $\pm 0,001\%$ на 1°C . Путем пропускания через компенсирующие диоды дополнительного тока по шунтирующему сопротивлению R_2 можно уменьшить выходное сопротивление и температурный коэффициент источника.

Для повышения коэффициента стабилизации применяются двухкаскадные схемы (рис. II-16, б), в которых первый каскад выполняется без термокомпенсации. Двухкаскадный источник обеспечивает стабильность выходного напряжения около $0,001\%$ при изменении входного напряжения на $\pm 10\%$.

В стабилизированных источниках компенсационного типа можно получить более высокую точность стабилизации, чем в параметрических.

Компенсационный источник включает в себя измерительный, усилительный и регулирующий элементы. Измерительный элемент, фиксирующий отклонение напряжения на нагрузке от заданной величины, может быть выполнен на кремниевом стабилитроне, а усилительный и регулирующий элементы — на транзисторах.

Принципиальная схема компенсационного источника на полупроводниковых приборах показана на рис. II-17, а. Здесь измерительным элементом служит цепь стабилитрон D — эмиттер транзистора T_1 . Уровень выходного напряжения устанавливается с помощью переменного сопротивления R_1 . Усилитель выполнен на транзисторах T_1 и T_2 . Усилительный каскад T_2 одновременно является и регулирующим. Принцип работы стабилизированного источника заключается в следующем. С уменьшением нагрузки $U_{\text{вых}}$ стремится повыситься, что приводит к резкому увеличению тока через эмиттерный переход транзистора T_1 . Усиленный сигнал с транзистора T_1 поступает на базу транзистора T_2 и закрывает его. Вследствие этого увеличивается падение напряжения на транзисторе T_2 , что противодействует повышению выходного напряжения источника и поддерживает его на заданном уровне.

Схема низковольтного компенсационного стабилизированного источника напряжения на полупроводниковых приборах показана на рис. II-17, б [Додик, 1962]. Источник питания состоит из транс-

форматора Tr , выпрямителей B_1, B_2 мостового типа с фильтрами, регулирующего транзистора T_1 , эмиттерных повторителей T_2, T_3 , усилительного каскада T_4 и цепи температурной компенсации $R_5 - D_3$, включенной в плечо делителя. Для стабилизации режима работы усилительный каскад питается стабилизированным напряжением от отдельного выпрямителя B_1 . Напряжение стабилизируется с помощью кремниевых стабилитронов D_1 .

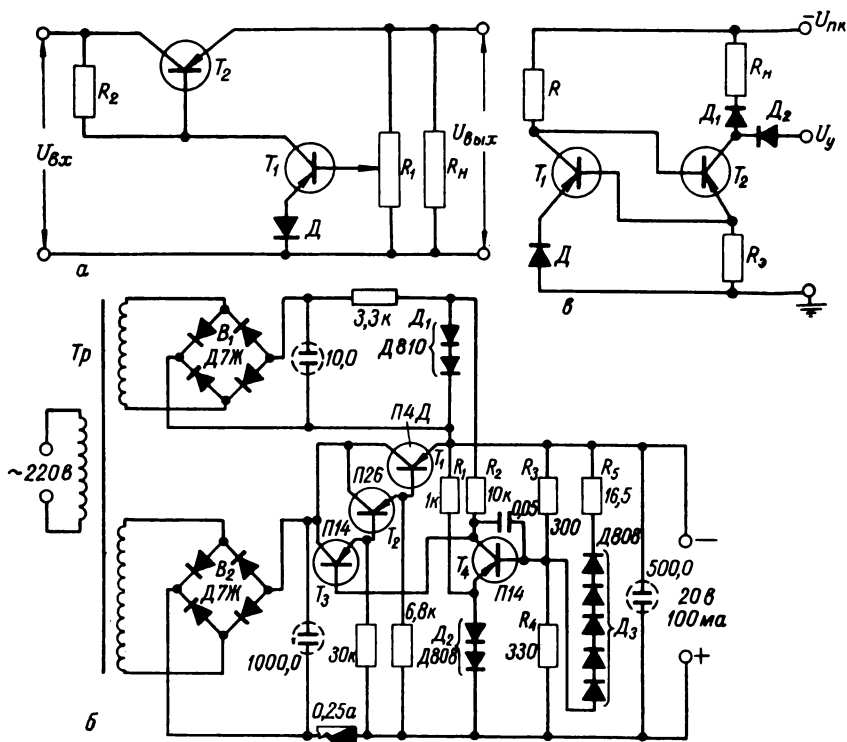


Рис. П-17. Схемы компенсационных стабилизированных источников напряжения (а — на двух транзисторах; б — на транзисторах, высокой стабильности) и тока (в — на двух транзисторах).

Для поддержания постоянного напряжения между базой и эмиттером транзистора T_4 в его эмиттерную цепь включены кремниевые стабилитроны D_2 . Величина тока через стабилитроны D_2 задается с помощью сопротивления R_1 .

Эмиттерные повторители T_2 и T_3 , повышающие входное сопротивление транзистора T_1 , служат для передачи управляющего напряжения с усилительного каскада на регулирующий транзистор.

Для компенсации колебаний выходного напряжения источника питания с изменением окружающей температуры служит цепочка температурной компенсации, состоящая из сопротивления R_5 и пяти

кремниевых стабилитронов D_3 , включенных в прямом направлении. Шунтирующее сопротивление R_3 служит для точной подгонки температурного коэффициента источника питания. Для уменьшения колебаний выходного напряжения во времени, а также с изменением окружающей температуры сопротивления $R_1—R_6$ выполнены из манганина.

Источник питания выдает на выходе стабилизированное напряжение 20 в при нагрузке постоянного тока 100 ма. Выходное сопротивление источника составляет около 0,006 ом. При колебаниях напряжения сети $\pm 10\%$ выходное напряжение изменяется не более чем на $\pm 0,001\%$, а при изменении тока нагрузки от 0 до 100 ма — не более чем на 0,003%. При отклонении окружающей температуры на каждые 10°C от номинальной (20°C) изменение напряжения составляет около 0,02%. За 5000 ч непрерывной работы источника питания изменение выходного напряжения не превышает 0,005%.

Схема стабилизированного источника тока компенсационного типа показана на рис. II-17, в. Транзистор T_1 выполняет роль измерительного элемента. Напряжение на эмиттере T_1 с помощью стабилитрона D_1 поддерживается постоянным. Транзистор T_2 выполняет роль регулирующего элемента в цепи нагрузки R_n . С увеличением тока нагрузки возрастает падение напряжения на сопротивлении R_3 . Транзистор T_1 приоткрывается, и отрицательный потенциал на его коллекторе уменьшается, вызывая запыриание транзистора T_2 и, следовательно, увеличение его внутреннего сопротивления. Это в свою очередь приводит к уменьшению тока нагрузки. Диоды D_1 и D_2 , выполняющие роль ключей, служат для подключения источника питания к нагрузке с помощью подачи управляющего напряжения U_y на анод диода D_2 .

§ II-3. Элементы, используемые в дискретных устройствах автоматического контроля и управления

Для построения дискретных устройств автоматического контроля и управления применяются логические, запоминающие и специальные элементы.

Основные логические элементы

Логические элементы, выполняющие основные логические операции между входными и выходными дискретными сигналами, разделяются на элементы совпадения И, собирания ИЛИ и инвертирования НЕ.

Элемент собирания И, который при двух входах часто называют вентильным, выполняет логическое умножение $X_1 X_2 \dots X_n$ входных величин (рис. II-18, а) и выдает на выходе сигнал Z только

в том случае, если одновременно на все входы будут поданы сигналы.

$$Z = X_1 X_2 \dots X_n. \quad (\text{II-54})$$

Собирательный элемент ИЛИ выполняет логическое сложение $X_1 X_2, \dots, X_n$ входных величин (рис. II-18, б) и выдает на выходе сигнал в виде суммы

$$Z = X_1 + X_2 + \dots + X_n. \quad (\text{II-55})$$

Чтобы на выходе появился сигнал $Z = 1$, достаточно наличия сигнала на одном из n входов или на нескольких входах одновременно, откуда и возникло название этой схемы.

Элемент НЕ инвертирует полярность входного сигнала X и выдает на выходе сигнал \bar{X} , т. е. дополнение до 1 сигнала X (рис. II-18, в). Поэтому элемент НЕ называется инвертором.

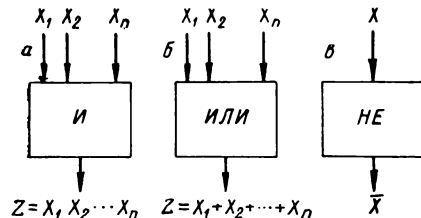


Рис. II-18. Условные обозначения логических элементов на функциональной схеме.

Кроме основных применяются и другие более сложные логические элементы. Однако они могут быть выполнены путем комбинации основных элементов.

По характеру используемых сигналов логические элементы можно разделить на импульсные, импульсно-потенциальные и потенциальные. В импульсных элементах входные и выходные сигналы импульсного типа; в импульсно-потенциальных элементах входные

сигналы потенциальные, а выходные сигналы импульсные; в потенциальных элементах входные и выходные сигналы потенциальные.

Логические элементы могут быть выполнены на электромагнитных реле, на полупроводниковых диодах и транзисторах, на газонаполненных и электронных лампах и на ферритах.

На рис. II-19 показаны потенциальные реостатно-диодные элементы И и ИЛИ для положительных и отрицательных входных сигналов. В элементе И для положительных входных сигналов (рис. II-19, а) верхнему уровню сигнала соответствует напряжение равное U_k , а нижнему уровню соответствует напряжение равное 0.

Если на входы Bx_1 и Bx_2 подать положительные сигналы, то диоды D_1 и D_2 заперутся и на выходе будет высокий потенциал $U_{\text{вых}}$, соответствующий коду 1. Если же на один из входов приложить потенциал равный 0, то соответствующий диод откроется и почти все напряжение источников U_n будет падать на сопротивлении R_a . Следовательно, на выходе будет напряжение нижнего уровня ($U_{\text{вых}} = 0$), соответствующее коду 0. Величина сопротивления R_a выбирается большой по сравнению с прямым сопротивлением диодов, но малой по сравнению с их обратным сопротивлением.

сопротивлению R_6 , служит для ускорения процессов включения и выключения транзистора.

За последнее время наметилась тенденция создания универсальных логических элементов и их комплексов, выполняющих любую логическую операцию. К числу таких комплексов, разработанных и освоенных в серийном производстве, относятся магнитные логические элементы ЛМ-50 и ЛМ-400, транзисторные логические элементы потенциального типа ЭТ, «Мир-1» и др.

На рис. II-21 показан универсальный модуль $\Gamma 1^M$ комплекса «Мир-1» потенциального типа, выполненного на полупроводниковых элементах. Модуль, выполняющий логические операции И-ИЛИ-НЕ, представляет собой ненасыщенный инвертор на сплавном транзисторе T типа МП42Б с двухступенчатой логикой на входе ($D_1 - D_3$,

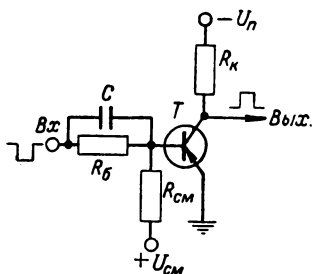


Рис. II-20. Схема транзисторного логического элемента НЕ.

R_1). Для увеличения обратного сопротивления диодов D_1 , D_2 и D_3 предусмотрено сопротивление R_2 . Работа транзистора на линейном участке характеристики обеспечивает нелинейной обратной связью (D_4 , R_4). Для повышения быстродействия и помехоустойчивости модуля применена фиксация нижнего уровня выходного напряжения с помощью подачи подпирающего отрицательного напряжения величиной $-6,3$ в на коллектор транзистора через диод D_5 .

Для расширения логической возможности модуля $\Gamma 1^M$ на его вход могут подсоединяться модули $D 1^M$, которые в зависимости от коммутации могут выполнять логические функции И или И-ИЛИ.

Логические возможности модуля $\Gamma 1^M$ можно определить из выражения

$$Q = {}_1V^5 \frac{1}{X_i Y_i Z_i U_i V_i W_i}, \quad (\text{II-56})$$

где X, Y, Z, U, V, W — комбинация сигналов, подаваемых на вход модуля.

Входными сигналами модуля служат потенциалы. Верхнему уровню сигнала (0) соответствует потенциал $-0,5 \div 1,5$ в, а нижнему (1) — потенциал $-6 \div 7,5$ в. На выход модуля может быть подключено до 5 аналогичных модулей.

Если на входы модуля Vx_1, Vx_2 поданы потенциалы низкого уровня, диоды D_1, D_2, D_3 открыты и на базу транзистора поступает потенциал низкого уровня, открывающий транзистор. С выхода последнего выдается потенциал высокого уровня, соответствующего нулевому значению. При наличии на одном из диодов D_1 или D_2 потенциала верхнего уровня на катодах диодов D_1, D_2 установится

Элемент И для отрицательных входных сигналов (рис. II-19, б) отличается от предыдущего обратным включением диодов. Если на оба входа подать отрицательный потенциал равный U_k , то диоды D_1 и D_2 заперутся и на выходе будет выдан отрицательный потенциал $U_{\text{вых}}$, соответствующий коду 1. В случае подачи отрицательного потенциала на один из входов другой диод останется открытым и выходной сигнал равный 0 будет соответствовать коду 0.

Логические элементы И легко переделать в элементы ИЛИ, для чего необходимо поменять полярность питающих напряжений U_n и изменить направление включения диодов D_1 и D_2 .

Потенциальные реостатно-диодные логические элементы ИЛИ для положительных и отрицательных входных сигналов показаны на рис. II-19, в, г. В элементе ИЛИ для положительных сигналов (рис. II-19, в) при отсутствии входных сигналов на выходе будет низкий потенциал, соответствующий двоичной цифре 0. Если же хоть на один из входов будет подан положительный сигнал, на выходе появится высокий потенциал, соответствующий двоичной цифре 1.

В случае элемента ИЛИ для отрицательных сигналов (рис. II-19, г) при отсутствии входных сигналов на выходе будет низкий потенциал, соответствующий цифре 0. Если на один из входов будет приложен отрицательный потенциал, то на выходе появится сигнал, соответствующий цифре 1.

Логические элементы на диодах относятся к числу пассивных, которые обладают тем недостатком, что проходящие через них сигналы значительно ослабляются. Поэтому при последовательном соединении таких элементов необходимо между ними включать усилители.

Схема транзисторного элемента, выполняющего логическую операцию НЕ, показана на рис. II-20. Если сигнал на входе отсутствует, то транзистор T запирается и на выходе выдается отрицательный потенциал близкий к U_n , соответствующий 1. Для предотвращения самопроизвольного открытия транзистора на его базу подан небольшой положительный потенциал при помощи источника смещения $U_{\text{см}}$ и делителя напряжения на сопротивлениях R_0 и $R_{\text{см}}$. При подаче на вход отрицательного потенциала, соответствующего единице, транзистор открывается и на выходе потенциал понижается до величины, соответствующей 0. Конденсатор C , включенный параллельно

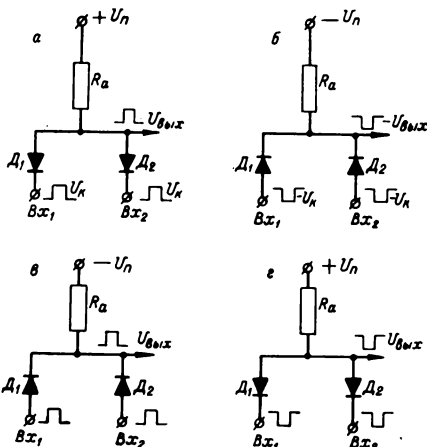


Рис. II-19. Потенциальные реостатно-диодные логические элементы И (а — для положительных; б — для отрицательных сигналов) и ИЛИ (в — для положительных; г — для отрицательных сигналов).

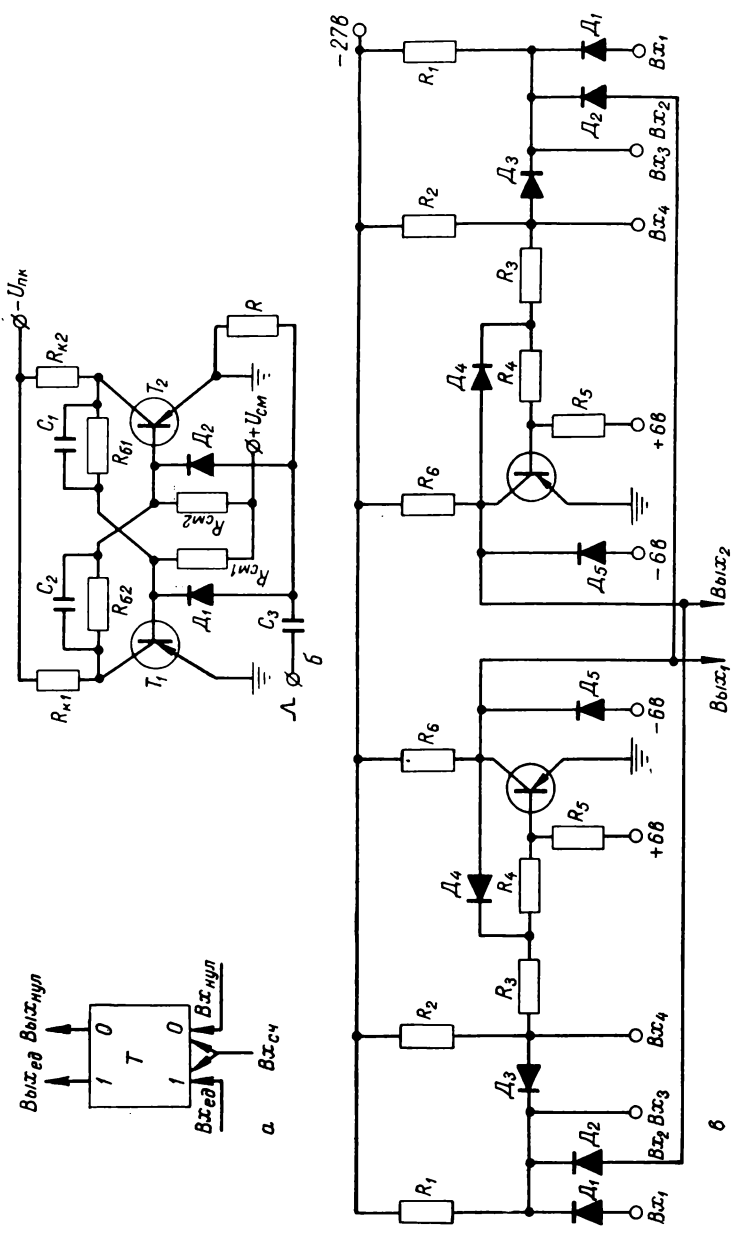


Рис. П-22. Триггеры.

потенциал высокого уровня. Диод D_3 будет закрыт током смещения, и на его аноде установится потенциал высокого уровня, закрывающий транзистор. На выходе последнего будет потенциал низкого уровня. Входы Vx_3 и Vx_4 служат для расширения логических возможностей модуля. Рабочий диапазон частот модуля достигает 60 кГц.

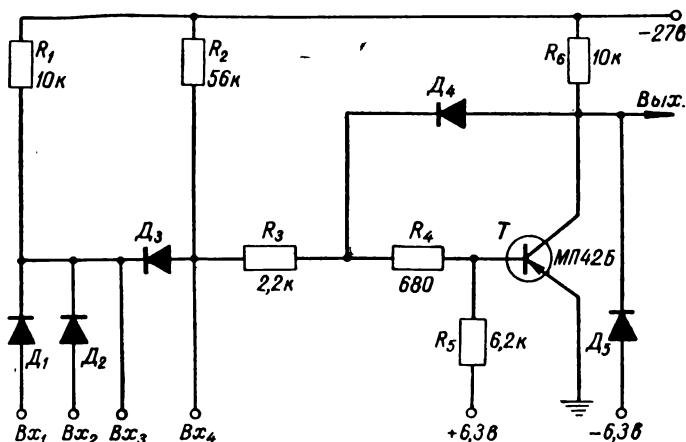


Рис. II-21. Схема транзисторного модуля Г1^М потенциального типа, выполняющего логическую операцию И-ИЛИ-НЕ.

Запоминающие элементы

Запоминающие элементы служат для приема, хранения и выдачи сигналов, представляющих собой двоичные цифры 0 и 1 (при использовании двоичной системы счисления). Наиболее широкое применение для запоминания двоичной информации получили триггеры. Различают триггеры с двумя устойчивыми состояниями, с одним устойчивым состоянием, неустойчивые и триггер Шмитта.

Триггер с двумя устойчивыми состояниями переходит из одного устойчивого состояния в другое при подаче на его вход сигнала заданной полярности. Одно из устойчивых положений принимается за нулевое, а другое — за единичное. Уровень напряжения на нулевом выходе условно принимается за нуль, а на единичном — за единицу. Условное обозначение статического триггера на функциональной схеме показано на рис. II-22, а. Триггер может иметь единичный $Vx_{ед}$, нулевой $Vx_{нул}$ и счетный $Vx_{сч}$ входы. При подаче импульса на нулевой вход триггер устанавливается в положение 0. Последующие импульсы, поданные на этот же вход, не изменят его положения. Импульс, поданный на единичный вход, устанавливает триггер в положение 1. Если импульсы подавать на счетный вход, то триггер будет попеременно переходить из одного устойчивого состояния в другое, осуществляя сложение по модулю два. Следовательно, статический триггер можно использовать также в качестве счетной ячейки.

Схема транзисторного триггера с коллекторно-базовыми связями со счетным входом показана на рис. II-22, б. Триггер с внешним источником смещения $+U_{см}$ имеет два устойчивых состояния. В одном из них транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт. В этом положении на базу T_1 через сопротивление $R_{б1}$ подается низкое напряжение $U_{б1} \approx -U_{п.к}$ коллектора транзистора T_2 , обеспечивающее надежное открытие транзистора T_1 .

Закрытое состояние транзистора T_2 обеспечивается подачей на его базу положительного потенциала, создаваемого делителем $R_{б2} - R_{см2}$, один конец которого соединен с коллектором T_1 ($U_{к} \approx 0$), а второй — с положительным полюсом источника $+U_{см}$. В другом устойчивом состоянии транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт.

Определим условия двух устойчивых состояний для симметричного триггера ($R_{к1} = R_{к2} = R_{к}$, $R_{б1} = R_{б2} = R_{б}$, $R_{см1} = R_{см2} = R_{см}$, $C_1 = C_2 = C$). Допустим, что транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт. Так как потенциал на коллекторе T_1 очень мал ($U_{к} \approx 0$), то потенциал на базе T_2 можно определить из выражения

$$U_{б-э2} = \frac{U_{см} - I_{к.о\max} R_{см}}{R_{б} + R_{см}} R_{б}, \quad (II-57)$$

где $I_{к.о\max}$ — обратный ток коллектора при максимальной положительной температуре.

Транзистор T_2 запирается положительным напряжением база — эмиттер $U_{б-э2} \geq 0$. Подставив в это неравенство значение $U_{б-э2}$ из выражения (II-57), получим

$$\frac{U_{см} - I_{к.о\max} R_{см}}{R_{б} + R_{см}} R_{б} \geq 0, \quad (II-58)$$

откуда будем иметь условие запираения транзистора

$$R_{см} \leq \frac{U_{см}}{I_{к.о\max}}. \quad (II-59)$$

Чтобы перейти к равенству, нужно определить разброс $U_{см}$ и $R_{см}$ из выражений

$$\delta U = \frac{\Delta U}{U} \quad \text{и} \quad \delta R = \frac{\Delta R}{R}, \quad (II-60)$$

тогда

$$R_{см} = \frac{1 - \delta U}{1 + \delta R} \cdot \frac{U_{см}}{I_{к.о\max}}. \quad (II-61)$$

Величина тока в цепи базы $I_{б}$ открытого транзистора T_1 определяется из выражения

$$I_{б} = \frac{U_{п.к}}{R_{б} + R_{к}} - \frac{U_{см}}{R_{см}}. \quad (II-62)$$

Режим насыщения транзистора определяется неравенством

$$I_{б} \geq I_{б.кр} = \frac{U_{п.к}}{R_{к\beta}}, \quad (II-63)$$

где $I_{б,кр}$ — ток базы, соответствующий режиму насыщения; β — коэффициент усиления транзистора по току.

Из выражений (II-62) и (II-63) имеем

$$\frac{U_{п.к}}{R_б + R_к} - \frac{U_{см}}{R_{см}} \geq \frac{U_{п.к}}{R_к \beta}, \quad (II-64)$$

или

$$R_б \leq \left(\frac{\beta}{1 + \frac{\beta U_{см} R_к}{U_{п.к} R_{см}}} - 1 \right) R_к. \quad (II-65)$$

Переходя к равенству, с учетом поправок на разброс параметров для режима насыщения транзистора T_1 получаем

$$R_б = \left(\frac{\beta_{мин}}{1 + \beta_{мин}} \frac{1 + \delta U}{1 - \delta U} \cdot \frac{U_{см} R_к}{U_{п.к} R_{см}} - 1 \right) \frac{1 - \delta R}{1 + \delta R} R_к. \quad (II-66)$$

Из выражений (II-64) и (II-66) определяются величины сопротивлений $R_{см}$ и $R_б$, обеспечивающие режим закрытия и насыщения транзисторов T_2 и T_1 .

По величине коллекторного тока $I_{к,нас}$ в режиме насыщения можно определить сопротивление в цепи коллектора транзистора:

$$R_к = \frac{U_{п.к}}{I_{к.нас}}. \quad (II-67)$$

Зная разность потенциалов коллектора при открытом положении транзистора

$$U_к \approx 0$$

и при закрытом положении

$$U_к \approx \frac{U_{п.к}}{R_к + R_б} R,$$

можно определить амплитуду выходного напряжения

$$U_{вых} \approx U_{п.к} \frac{R_б}{R_к + R_б}. \quad (II-68)$$

На рис. II-22, в показана схема транзисторного потенциального триггера с раздельными входами, собранного из двух модулей Г^М. Для построения триггера достаточно входы одного модуля соединить с выходами второго и наоборот.

Триггер с одним устойчивым состоянием, или одновибратор, переходит из устойчивого состояния в неустойчивое при подаче на его вход импульса управления и возвращается самопроизвольно в первоначальное состояние по истечении времени τ , определяемого постоянной времени времязамедляющей цепи RC (рис. II-23, а). При этом на выходе возникают два импульсных сигнала. Длительность одного из них равна величине задержки τ , а другой, соответствующий дифференцированному заднему фронту первого импульса, очень корот-

ни одно не является устойчивым, т. е. постоянно переходит из одного состояния в другое через интервалы времени, определяемые постоянными времени цепей. На выходах мультивибратора выдаются прямоугольные импульсы, длительность которых в общем случае может быть различной. В симметричном мультивибраторе они равны. Мультивибратор может работать в режимах синхронизации или деления частоты, заторможенном (ждущем) и автоколебаний.

Принципиальная схема мультивибратора с коллекторно-базовыми связями на плоскостных транзисторах, работающего в режиме автоколебаний, показана на рис. II-23, б [Бутусов, 1964в]. Принцип работы мультивибратора состоит в следующем. В симметричном мультивибраторе в момент включения питания токи в обоих транзисторах могут быть равны. Однако неизбежно появление, пусть очень малой, несимметрии, например, за счет флуктуаций или неидентичности характеристик транзисторов. Предположим, что коллекторный ток транзистора T_2 несколько увеличится, следовательно, напряжение на его коллекторе соответственно понизится. Так как напряжение на конденсаторе связи C_{61} не может мгновенно измениться, то при этом понизится отрицательное напряжение на базе транзистора T_1 . Отрицательное напряжение на коллекторе T_1 повысится, что приведет к увеличению отрицательного напряжения на базе транзистора T_2 и, следовательно, к дальнейшему росту его коллекторного тока. Таким образом, возникающие в мультивибраторе процессы стремятся увеличить случайно появившуюся несимметрию, и в чрезвычайно короткий промежуток времени, измеряемый долями микросекунды, транзистор T_1 оказывается закрытым, а T_2 открытым.

Мультивибратор находится в таком состоянии в течение некоторого времени, пока разряжается конденсатор C_{61} через проводящий транзистор T_2 , сопротивление в цепи базы R_{61} и источник питания $U_{п.к.}$ В это время на базе транзистора T_1 поддерживается положительное напряжение. По мере разряда конденсатора это напряжение уменьшается и наконец становится почти равным нулю. При этом в транзисторе T_1 появляется коллекторный ток, который вызывает понижение отрицательного напряжения на базе транзистора T_2 . На коллекторе T_2 повышается отрицательное напряжение, которое через конденсатор C_{61} передается на базу транзистора T_1 , вследствие чего его коллекторный ток еще более увеличивается. Этот процесс протекает лавинообразно, и мультивибратор с большой скоростью переходит в другое состояние. В следующем цикле происходит разряд конденсатора C_{62} , который завершается переходом мультивибратора в первоначальное состояние, и т. д.

Временные диаграммы, поясняющие работу мультивибратора, показаны на рис. II-23, в. Когда обе постоянные времени $T_{61} = R_{61}C_{61}$ и $T_{62} = R_{62}C_{62}$ одинаковы, напряжение на коллекторе любого транзистора представляет собой последовательность прямоугольных симметричных импульсов равной длительности. Если же эти постоянные времени различны, то напряжение на коллекторах

кий. Изменением параметров время задерживающей цепи можно регулировать величину задержки одновибратора.

В устойчивом состоянии транзистор T_2 открыт, а T_1 закрыт внешним положительным смещением $+2$ в. В этом случае напряжение на обкладках конденсатора C близко к напряжению питания $U_{п.к}$ (потенциал на обкладке 1 отрицателен по отношению к потенциалу обкладки 2). База транзистора T_2 соединена через сопротивление R непосредственно с минусом источника коллекторного питания.

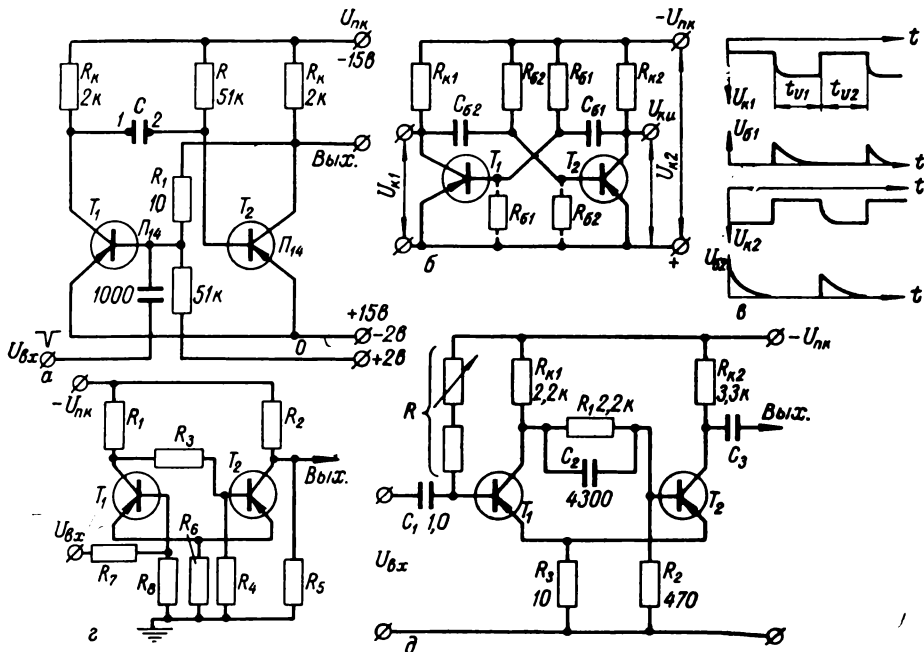


Рис. 11-23. Принципиальные схемы одновибратора (а), мультивибратора (б) с временной диаграммой (е), триггера Шмитта (в) и триггера Шмитта повышенной чувствительности (д).

Если подать отрицательный импульс на базу T_1 или положительный на базу T_2 , то этот импульс откроет транзистор T_1 и потенциал на обкладке 1 станет равным нулю, а потенциал обкладки 2 станет положительным относительно общей точки O схемы, вследствие этого транзистор T_2 закроется. Режим отсечки транзистора T_2 сохраняется в течение времени разряда конденсатора C через сопротивление R и открытый транзистор T_1 . Как только конденсатор разрядится, транзистор T_2 начнет открываться. При этом восстанавливается цепь положительной обратной связи и одновибратор возвращается в исходное устойчивое состояние.

Неустойчивый триггер, называемый обычно мультивибратором, может попеременно занимать два различных состояния, из которых

жения питания; к недостаткам — частотная нестабильность с изменением температуры и недостаточно хорошая форма импульсов на коллекторах транзисторов. Первый недостаток устраняется путем включения в схему термостабилизирующих элементов, а также шунтирующих сопротивлений R_1 и R_2 между базой и эмиттером каждого из транзисторов. Форму входных импульсов коллектора можно улучшить путем включения раздельных диодов в коллекторных цепях.

Триггер Шмитта имеет одно устойчивое состояние. Из одного состояния в другое он переходит при достижении напряжением на его входе определенного порогового уровня, который может быть неодинаковым для разных знаков изменения напряжения.

Принципиальная схема транзисторного триггера показана на рис. II-23, г. В исходном состоянии база транзистора T_1 через сопротивление R_2 соединена с «землей», а база T_2 имеет определенный потенциал, задаваемый делителем R_1, R_3, R_4 . Следовательно, T_1 заперт, а T_2 открыт, и смещение определяется током, протекающим через T_2 и сопротивление эмиттера R_5 .

Если на вход через делитель R_7, R_8 подать медленно изменяющееся напряжение $U_{вх}$, то смещение эмиттеров возрастает и транзистор T_2 запирается. В то же время возрастание напряжения на коллекторе T_1 сопровождается увеличением потенциала на базе T_1 , ускоряющим запирающее T_2 и опрокидывание триггера.

В новом состоянии смещение транзисторов остается близким к его значению в исходном состоянии, а напряжение на базе T_2 становится более высоким. Если пренебречь обратным током $I_{с.о}$ закрытого транзистора T_1 , то напряжение на его коллекторе можно принять равным $U_{п.к}$, а на базе T_2 с учетом параллельного соединения R_4 и R_6 имеем

$$U_{620} = \frac{\frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6} U_{п.к}}{\frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6} + R_2} \quad (II-75)$$

В новом состоянии ток транзистора T_1 , протекающий по сопротивлению R_1 , создает на коллекторе T_1 падение напряжения, близкое к величине

$$U_{к1} = \frac{\frac{R_8 R_6}{R_8 + R_6} U_{п.к}}{\frac{R_8 R_6}{R_8 + R_6} + R_1} \quad (II-76)$$

которое имеет тот же порядок, что и U_{620} .

Напряжение на базе T_2 в новом состоянии становится менее отрицательным, и его можно принять равным

$$U_{621} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{620} \quad (II-77)$$

Это значит, что T_2 заперт более сильно, чем был заперт T_1 до опрокидывания. Чтобы открыть T_2 , необходимо $U_{вх}$ увеличить до величины

транзистора получается несимметричным, и эта несимметрия тем больше, чем больше разница в постоянных времени.

Условия возникновения колебаний в мультивибраторе в случае пренебрежения внутренней обратной связью определяются выражением [Герасимов, Мигулин, Яковлев, 1961].

$$K_U = K_{U1} K_{U2} = S_{01} R_{\text{экв1}} S_{02} R_{\text{экв2}} > 1, \quad (\text{II-69})$$

где K_{U1} и K_{U2} — коэффициенты усиления по напряжению соответственно первого и второго каскадов; S_{01} и S_{02} — крутизна характеристик транзисторов T_1 и T_2 ; $R_{\text{экв1}}$ и $R_{\text{экв2}}$ — эквивалентные сопротивления нагрузки первого и второго каскада мультивибратора, определяемые по формуле

$$\frac{1}{R_{\text{экв}}} = \frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_k} + g,$$

где R_l и g — внутреннее сопротивление и входная проводимость с общим эмиттером; R_k — сопротивление в коллекторной цепи транзистора.

Обычно $R_l \gg \frac{1}{g}$ и

$$K_U = S_{01} \frac{R_{k1}}{g_1 R_{k1} + 1} S_{02} \frac{R_{k2}}{g_2 R_{k2} + 1}. \quad (\text{II-70})$$

Для симметричного мультивибратора

$$K_U = S_0^2 \frac{R_k^2}{(g R_k + 1)^2}. \quad (\text{II-71})$$

Величина амплитуды импульса на коллекторе транзистора при постоянной составляющей тока коллектора $I_{k.о}$

$$U_m = U_{п.к} - R_k I_{k.о}$$

и составляет около 85—95% от напряжения $U_{п.к}$.

Пренебрегая напряжением открытого транзистора на коллекторе, длительность выходного импульса можно определить из выражения

$$t_{U1} = C_{61} R_{61} \ln \frac{2U_{п.к} + R_{61} I_{k.о1} - R_{k2} I_{k.о2}}{U_{п.к} + R_{61} I_{k.о1}}. \quad (\text{II-72})$$

Период колебаний симметричного мультивибратора в случае пренебрежения временем опрокидывания вычисляется по формуле

$$T = 2C_6 R_6 \ln \frac{2U_{п.к} + (R_6 - R_k) I_{k.о}}{U_{п.к} + R_6 I_{k.о}}. \quad (\text{II-73})$$

Если выполняется условие $U_{п.к} \gg R_6 I_{k.о}$, то

$$T = 2C_6 R_6 \ln 2. \quad (\text{II-74})$$

К достоинствам мультивибратора, работающего с насыщением транзисторов, относится стабильность частоты с изменением напря-

генератор может выдавать большой ток в импульсе, необходимый, например, для управления феррит-транзисторными элементами. Блокинг-генератор может работать в режимах автоколебательном, ждущем, синхронизации и деления частоты.

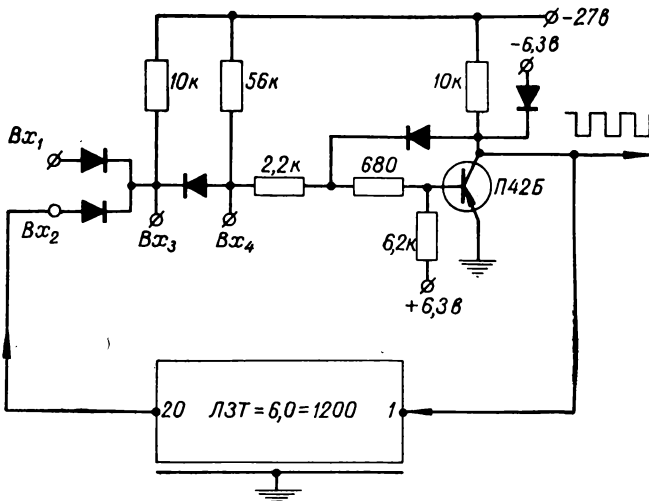


Рис. 11-24. Схема генератора прямоугольных сигналов на модуле Г¹М.

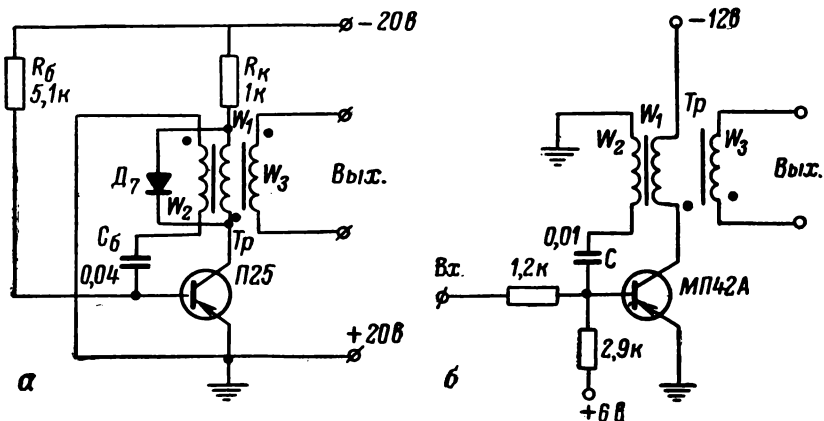


Рис. 11-25. Схема транзисторного блокинг-генератора, работающего в автоколебательном (а) и ждущем (б) режиме.

Принципиальная схема блокинг-генератора, работающего в автоколебательном режиме, показана на рис. 11-25, а. Блокинг-генератор собран на транзисторе П25 с трансформатором Тр в коллекторной цепи. Первичная обмотка W_1 трансформатора зашунтирована

порога U_{10} , более высокого, чем U_{01} . Поэтому триггер обладает двумя значениями порогового напряжения: U_{01} — для перехода от состояния покоя к рабочему; $U_{10} > U_{01}$ — для перехода от рабочего состояния к покою.

Следовательно, при достижении порога U_{10} транзистор T_2 вновь открывается и его ток добавляется к току T_1 , протекающему по сопротивлению R_8 , увеличивает смещение эмиттеров, блокируя T_1 . Напряжение на коллекторе T_1 становится сильно отрицательным, оно через R_3 , R_4 передается на базу транзистора T_2 и переводит его в режим насыщения. Таким образом, триггер запоминает исходное состояние. На выходе выдаются прямоугольные сигналы, противоположные по фазе. Изменением величины R_7 и R_8 можно менять пороговые напряжения, величина которых составляет около 100 мв.

Триггер Шмитта обычно используется как пороговое устройство или как формирователь прямоугольных импульсов из переменного напряжения любой формы с одновременным его усилением.

На рис. II-23, *б* показана принципиальная схема триггера Шмитта с эмиттерной связью, срабатывающая при входном напряжении $U_{вх} = 1 \div 2$ мв [Коваленко, 1966]. Триггер собран на двух транзисторах T_1 и T_2 , имеющих небольшой коэффициент усиления по току. В исходном состоянии транзистор T_1 открыт, но не насыщен, а T_2 закрыт.

С помощью изменения величины гасящего сопротивления R можно в широких пределах регулировать величину напряжения срабатывания триггера. Стабильность напряжения срабатывания триггера зависит от стабильности напряжения питания $U_{п.к}$, поэтому источник питания должен быть стабилизированным.

Специальные элементы

К специальным элементам относятся генераторы импульсов, формирователи, усилители и др. В качестве генераторов прямоугольных импульсов широко используются мультивибраторы.

На рис. II-24 показан генератор прямоугольных сигналов, выполненный на модуле Г1^м и линии задержки ЛЗТ-0,6-1200 [Бутусов, Гордейчук, 1966]. Линия задержки, образующая цепь положительной обратной связи, включена между коллектором транзистора и входом Vx_1 . На выходе генератора вырабатываются прямоугольные сигналы с амплитудой $-6,3$ в и частотой повторения около 60 кГц. Длительность фронта сигнала порядка 0,6 мксек, длительность спада 1,5 мксек. Генератор можно затормозить путем подачи потенциала $-1,5$ в на Vx_1 или подачей потенциала $-6,3$ в на Vx_3 .

Для получения прямоугольных импульсов с большой скважностью применяются блокинг-генераторы. Блокинг-генератор представляет собой трансформаторный усилитель, охваченный положительной обратной связью. Он позволяет получать почти прямоугольные импульсы со скважностью от единиц до сотен и даже тысяч. За счет сильной обратной связи и большой скважности блокинг-

диодом D_7 , срезающим обратный выброс напряжения, возникающий в обмотке. Положительная обратная связь с коллектора на базу транзистора осуществляется с помощью обмотки W_2 через конденсатор C_6 . Сопротивление R_k в коллекторной цепи транзистора ограничивает ток коллектора при генерировании импульсов с относительно небольшой скважностью. Сопротивлением R_6 задается рабочая точка. Изменяя величину R_6 , можно менять частоту колебаний блокинг-генератора. В качестве сердечников трансформатора обычно используются оксиферовые кольца. Генерируемые импульсы снимаются или непосредственно с коллектора транзистора, или через повышающую выходную обмотку W_3 , когда необходимо иметь выходной импульс блокинг-генератора, значительно превышающий по амплитуде напряжение источника питания.

На рис. II-25, б показана принципиальная схема ждущего блокинг-генератора с повышающей выходной обмоткой, используемого для питания цифровых газоразрядных ламп и электролюминесцентных знаковых индикаторов [Бутусов, 1964в; Бутусов, Сиромаха, 1965, 1966; Бутусов, Сиромаха, Косяненко, 1967].

Блокинг-генератор собран на транзисторе МП42А с трансформатором T_r на ферритовом сердечнике с внешним диаметром кольца 17,5 мм и высотой 5 мм. Первичная и вторичная обмотки $W_1 = W_2$ имеют по 20 витков, а выходная обмотка W_3 400 витков. При отсутствии входного сигнала блокинг-генератор находится в заторможенном режиме за счет подачи на его базу положительного запирающего напряжения от внешнего источника. Если на вход блокинг-генератора подать отрицательный потенциал -6 в, то он начнет генерировать и выдавать на выходе импульсы с амплитудой 200—220 в и частотой повторения около 20 кГц. Частоту колебаний и длительность импульсов можно регулировать изменением параметров трансформатора и величины емкости конденсатора цепи обратной связи C .

Формирователь служит для преобразования синусоидального сигнала прямоугольной формы той же частоты и предназначен для запуска дискретных элементов. По схеме формирователь мало чем отличается от триггера Шмитта, показанного на рис. II-23, д.

§ II-4. Коммутаторы

Коммутаторы в измерительных информационных системах применяются для подключения датчиков, измерительных и сигнальных цепей с низким уровнем сигналов, а также различного рода цепей управления, имеющих относительно высокий уровень сигналов. Коммутатор может выполняться в виде единой конструкции (например, шаговый искатель) или собираться из стандартных вакуумных, полупроводниковых, электромагнитных, ферромагнитных и других элементов. Второй тип коммутаторов состоит из коммутирующих элементов, обычно называемых ключами, и устройства управления этими ключами.

Коммутаторы, используемые для измерительных цепей, должны вносить по возможности минимальные искажения в передаваемые сигналы, т. е. должны обладать малой погрешностью коэффициента передачи. Для идеальных ключей коэффициент передачи K в замкнутом состоянии равен единице, а в разомкнутом равен нулю, т. е. передаваемый сигнал либо проходит на выход полностью без искажения, либо не проходит. Но реальные ключи обладают конечными сопротивлениями в замкнутом и разомкнутом состоянии, а также имеют э. д. с. помехи (остаточное напряжение $U_{\text{пм}}$).

Относительная погрешность коэффициента передачи, обусловленная конечными сопротивлениями ключей,

$$\delta_c = 1 - \frac{Y}{X_i}, \quad (\text{II-78})$$

где X_i — входной сигнал коммутатора i -го канала; Y — выходной сигнал, зависящий от сопротивления ключей в замкнутом z_z и разомкнутом z_p состоянии.

Из выражения (II-78) видно, что для нахождения погрешности δ_c достаточно определить выходной сигнал коммутатора Y . Если принять коммутатор за линейную систему, то его выходной сигнал можно определить как алгебраическую сумму всех входных сигналов, умноженных на соответствующие коэффициенты передачи:

$$Y = \sum_{i=1}^n K_i X_i, \quad (\text{II-79})$$

где K_i — коэффициент передачи между i -м входом и выходом коммутатора; n — число каналов.

Величина погрешности δ_c в значительной степени зависит от числа коммутируемых каналов n и возрастает с увеличением их. Применяя метод группового переключения каналов, можно уменьшить погрешность δ_c . При этом методе все каналы разбиваются на группы, каждая из которых переключается своим коммутатором. Коммутаторы групп в свою очередь переключаются отдельным коммутатором.

Погрешность коммутатора, обусловленная напряжением помехи,

$$\delta_U = \frac{Y_U}{X_i}, \quad (\text{II-80})$$

где Y_U — величина выходного сигнала, обусловленная напряжением помехи.

Погрешности коммутаторов, возникающие из-за напряжений помехи и изменения сопротивлений, строго говоря, являются функциями случайных величин. Поэтому они должны определяться на основе методов теории вероятностей, позволяющих находить закон распределения функций случайных величин.

Для обеспечения необходимой скорости коммутации v коммутаторы должны обладать достаточным быстродействием. Зная скорость коммутации v и число входных каналов n , можно определить частоту коммутации каждого канала

$$f_k = \frac{v}{n}.$$

Немаловажными требованиями к коммутаторам являются стабильность характеристик во времени и с изменением окружающих условий, срок службы и предельные условия эксплуатации.

Существующие коммутаторы можно разбить на две большие группы: контактные и бесконтактные. В настоящее время для подключения цепей с малым уровнем сигналов применяются в основном контактные коммутаторы. Это обусловлено тем, что коммутаторы сигналов низких уровней должны иметь малое и постоянное во времени переходное сопротивление в замкнутом состоянии и очень большое в разомкнутом. Эти условия трудно выполнить в бесконтактных коммутаторах.

Контактные коммутаторы

Контактные переключающие элементы могут выполняться со скользящим, разрывным и жидкостным контактом. В первом случае переключение осуществляется за счет скольжения контактирующих элементов друг по другу, а во втором — за счет периодического замыкания и размыкания контактирующих элементов. В жидкостных переключателях цепи переключаются струей ртути, направляемой на неподвижные контакты.

Особенностью работы контактных переключателей является то, что в момент замыкания и размыкания контактов между ними могут возникать электрические разряды в форме дуги или искры в зависимости от свойств коммутируемой цепи. Возникающие при коммутации электрические разряды служат главной причиной двух основных видов разрушения контактов: химического (коррозии), связанного с окислением и другими реакциями с окружающей средой при повышенных температурах, и физического (эрозии), связанного с явлениями физического характера (плавлением, испарением, распылением металла), происходящими на рабочих поверхностях контактов. К нарушениям в работе контактов, связанным с замыканием и размыканием токовых цепей, следует также отнести явление спекания контактов, которое наблюдается не только на мощных, но и на мало-мощных контактах.

Кроме износа, связанного с прохождением тока, существует и механический износ, который определяется величиной контактного давления, частотой переключения, живой силой при ударе контактов, твердостью материала и состоянием контактируемых поверхностей. При этом наблюдается расплющивание, истирание и растрескивание контактов.

Химический износ, и в частности окисление, зависит от окружающей среды и температуры поверхности контактов. Этот износ проявляется в увеличении контактного сопротивления за счет образования на контактах оксидных, сульфидных, карбонатных и других пленок.

Среди металлов только золото и платина не окисляются на воздухе, поэтому их целесообразно выбирать в качестве металла контактов. Но вследствие малой твердости они редко применяются в чистом виде, а служат основой для многих контактных сплавов. Наиболее часто контакты изготавливаются из сплавов платины с иридием, палладия с серебром, золота с серебром, серебра с медью и др.

Эрозия обычно выражается в переносе металла с одного контакта на другой и особенно проявляется на контактах, работающих в цепях постоянного тока в газовой среде. При переносе металла на одном из контактов образуются наросты, а на другом соответствующие кратеры, которые могут в конце концов привести к нарушению нормальной работы контактов.

В конструкции разрывных контактов необходимо предусматривать небольшое перемещение одного контакта по поверхности другого, обеспечивающее их самоочистку от поверхностных пленок.

Коммутаторы со скользящими контактами получили широкое применение в автоматических электронных многоканальных приборах, в цифровых приборах и ИИС. Типичными представителями таких коммутаторов являются шаговые искатели ШИ-11, ШИ-17, ШИ-25, ламельные переключатели и переключатели барабанного типа [Райнис, Горяинов, 1965; Сотсков, 1965]. Коммутаторы со скользящими контактами относительно громоздки, недостаточно надежны в работе и имеют жесткую программу работы. Эти недостатки в меньшей степени присущи коммутаторам, выполняемым на электромагнитных реле.

Для повышения надежности работы и обеспечения постоянства сопротивления переходного контакта применяются герметизированные реле, реле со смачиваемыми ртутью контактами и магнитоуправляемые контакты. Применение последних позволяет повысить срок службы релейных коммутаторов до 10^8 — 10^9 циклов.

Управление работой реле производится с помощью контактов тех же реле, через контакты шаговых искателей или от бесконтактного распределителя. В большинстве случаев в коммутаторах используются матричные схемы управления реле. Схема релейного коммутатора с матричным управлением, используемого в машине ЭРА-88, показана на рис. II-26, а. Реле коммутатора P_0 — P_{99} типа РМУГ включаются при помощи десяти эмиттерных повторителей $ЭП_0$ — $ЭП_9$, управляющих строками матрицы, и десяти усилителей $У_0$ — $У_9$, управляющих ее столбцами.

Релейный коммутатор с матричной схемой управления применен также в устройстве цифровой регистрации машины «Цикл-2» (рис. II-26, б). Обмотки электромагнитных реле P_1 — P_{200} образуют матрицу из 11 строк и 20 столбцов. Реле управляется с помощью

триггерных распределителей строк ($T_{20}—T_{210}$) и столбцов ($T_{21}'—T_{220}'$). Триггеры собраны на транзисторах. Распределители работают как регистры сдвига. Импульсы движения на распределитель строк поступают через ключ K , который открывается при нулевом положении управляющего триггера. Распределитель столбцов получает импульс движения при установке триггера T_{210} в состояние 0, т. е. один раз за одиннадцать шагов распределителя строк. Таким образом, полный цикл распределителя состоит из 220 шагов. Когда T_{2y} находится в состоянии 0 и распределители строк и столбцов передвигают единицу, переключаясь от точки к точке, ключи $K_1—K_{20}$ в пинах столбцов закрыты и реле $P_1—P_{200}$ не возбуждаются. С поступлением заказа на цифровую регистрацию распределитель останавливается импульсом, который опрокидывает в состояние 1 триггер T_{2y} в тот момент, когда единица в распределителе находится на выбранной точке. В этот момент ключи $K_1—K_{10}$ открываются, и один из них, стоящий в столбце избранной точки, пропускает ток к реле, соответствующему этой точке.

После окончания цифрового преобразования и регистрации импульс, поступающий из блока управления печатью, возвращает T_{2y} в состояние 0, реле включается, а распределитель продолжает свою циклическую работу до получения следующего заказа на регистрацию.

Контактные коммутаторы позволяют передавать сигналы от нескольких микровольт до десятков вольт с малой погрешностью. Кроме того, в контактных коммутаторах можно обеспечить большое входное сопротивление, что имеет существенное значение для коммутации каналов датчиков с большим внутренним сопротивлением. К основным недостаткам контактных коммутаторов относятся низкое быстродействие и сравнительно небольшой срок службы.

Бесконтактные коммутаторы

Бесконтактные коммутаторы по сравнению с контактными имеют большой срок службы, более высокую скорость и надежность работы. В качестве коммутирующих элементов в них используются бесконтактные ключи, принцип действия которых основан на нелинейных свойствах элементов, обеспечивающих скачкообразный переход из одного устойчивого состояния в другое.

Аналогично релейно-контактным ключевым элементам состоянию «замкнуто» (открыто) бесконтактного ключа соответствует прохождение сигнала без искажения, а состоянию «разомкнуто» (закрыто) — отсутствие его. В этом случае на выходе ключа имеется лишь сигнал помехи. Из одного состояния в другое ключ переводится под воздействием сигналов, формируемых релейными элементами управления. Если в контактных ключевых элементах отношение полезного сигнала к помехе, называемое коэффициентом перепада $K_{пер}$, практически равно бесконечности, то в бесконтактных оно представляет конечное число.

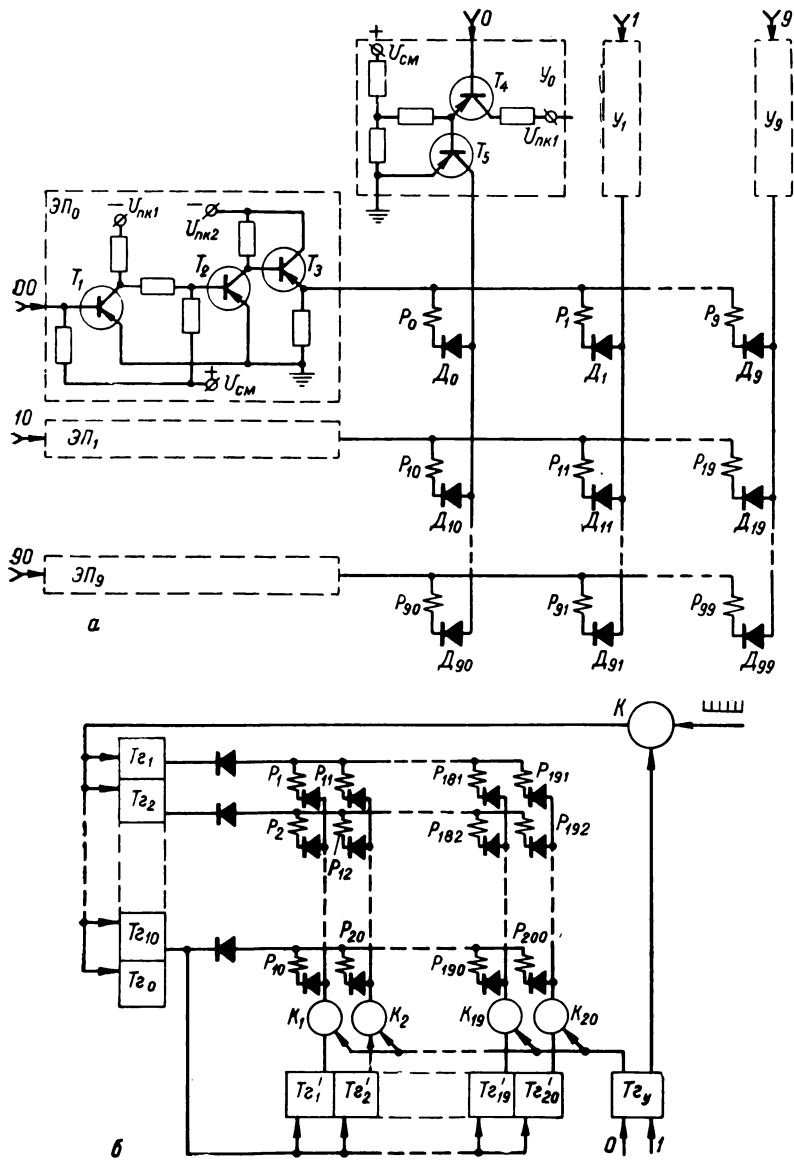


Рис. II-26. Схемы контактных коммутаторов с матричным управлением, используемых в машине ЭРА-88 (а) и «Цикл-2» (б).

Специфические требования, которым должны удовлетворять ключи бесконтактных коммутаторов систем автоматического измерения, контроля и управления, налагают определенные ограничения на выбор элементов и схем соединения их в ключах. Этим требованиям в большей степени удовлетворяют полупроводниковые диоды и транзисторы.

Одна из возможных схем диодного ключа показана на рис. II-27, *a*. Ключ выполнен в виде мостовой схемы из четырех диодов $D_1—D_4$. К вершинам моста *a* и *b* подводится коммутируемое напряжение U_x , а к *c* и *d* — управляющее напряжение U_y . Когда последнее имеет полярность, показанную без скобок, ключ замкнут и на нагрузке R_H появляется напряжение $U_{\text{вых}}$, пропорциональное коммутируемому

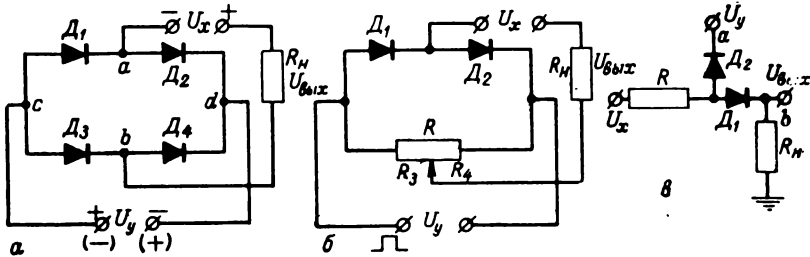


Рис. II-27. Схемы диодных ключей: *a* — мостовая без уравнивания напряжения несимметрии; *b* — мостовая с уравниванием напряжения несимметрии; *c* — на двух диодах.

напряжению U_x . Если управляющее напряжение изменит полярность, как показано в скобках, диоды $D_1—D_4$ закроются (ключ разомкнут) и напряжение $U_{\text{вых}}$ упадет. Если вольтамперные характеристики диодов идентичны, то коэффициенты передачи напряжения U_x для замкнутого и разомкнутого ключа будут соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} K_z &= \frac{U_{\text{вых}}}{U_x} = \frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_H} + \frac{r_3}{R_H}}; \\ K_p &= \frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_H} + \frac{1}{R_H g_p}}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-81})$$

где R_x — внутреннее сопротивление источника U_x ; r_3 — сопротивление замкнутого диода; g_p — проводимость разомкнутого диода. Напряжение помехи на нагрузке в этом случае будет равно нулю. Однако подобрать диоды с идентичными вольтамперными характеристиками невозможно, поэтому на сопротивлении нагрузки всегда будет присутствовать напряжение помехи $U_{\text{пм}}$, величина которого для замкнутого ключа может быть определена по формуле

$$\begin{aligned} U_{\text{пм}} = & \frac{R_y}{\rho} (r_{31}r_{34} - r_{32}r_{33}) \left(\frac{U_y}{R_y} + \frac{U_{01} + U_{02}}{r_{31} + r_{32}} + \frac{U_{03} + U_{04}}{r_{33} + r_{34}} \right) + \\ & + \frac{U_{01}r_{32} - U_{02}r_{31}}{r_{31} + r_{32}} + \frac{U_{04}r_{33} - U_{03}r_{34}}{r_{33} + r_{34}}, \end{aligned} \quad (\text{II-82})$$

где $\rho = (r_{31} + r_{32} + r_{33} + r_{34}) R_y + (r_{31} + r_{32})(r_{33} + r_{34})$; $r_{31} - r_{34}$ — сопротивление диодов в замкнутом состоянии; $U_{01} - U_{04}$ — падение напряжения на диодах в замкнутом состоянии; U_y — напряжение управляющего источника; R_y — внутреннее сопротивление управляющего источника.

Из выражения (II-82) видно, что для уменьшения $U_{\text{пм}}$ следует балансировать мостовую схему.

Схема мостового ключа, балансирующаяся с помощью переменного сопротивления R (R_3, R_4), показана на рис. II-27, б.

Диодный ключ может быть выполнен также по схеме, показанной на рис. II-27, в. Здесь напряжение U_x переключается за счет изменения сопротивления на участке ab . Это сопротивление в зависимости от величины управляющего напряжения U_y и от типа диодов может изменяться от нескольких ом до нескольких мегаом. Для нормальной работы ключа необходимо соблюдение условий

$$U_{y,0} > U_{x,\text{max}} \quad \text{и} \quad U_{y,3} < U_{x,\text{min}},$$

где $U_{y,0}$ и $U_{y,3}$ — напряжения открытия и закрытия ключа; $U_{x,\text{max}}$ и $U_{x,\text{min}}$ — максимальная и минимальная величина коммутируемого напряжения.

Ключи управляются с помощью потенциала, подаваемого с выхода триггера на катод диода D_2 . Если потенциал на катоде будет выше, чем на аноде, то диод будет закрыт и ток от источника U_x пройдет через R , D_1 и R_n . При обратном соотношении потенциалов диод D_2 откроется и ток через диод D_1 практически не пойдет.

Применяемые в ключах диоды должны иметь высокое обратное и низкое прямое сопротивление, высокую стабильность и небольшую емкость, которая ограничивает верхний предел частоты переключения. Указанным требованиям в большей степени удовлетворяют кремниевые плоскостные диоды.

В транзисторных ключах по сравнению с диодными можно в несколько раз уменьшить уровень напряжения помехи. Одна из распространенных схем компенсированного ключа с последовательно-встречным включением транзисторов T_1 и T_2 показана на рис. II-28. Параметры компенсированного ключа связаны с параметрами отдельных некомпенсированных ключей соотношениями [Степаненко, 1963]:

$$\left. \begin{aligned} U_o &= U_{o11} - U_{o12}; \\ I_o &= \frac{I_{o11}r_{311} - I_{o12}r_{312}}{r_{311} + r_{312}}; \\ r_o &= r_{o11} + r_{o12}; \\ r_3 &= r_{311} + r_{312}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-83})$$

где U_o — остаточное напряжение транзисторов в открытом состоянии; I_o — остаточный ток транзисторов в открытом состоянии; r_o и r_3 — динамические сопротивления эмиттер — коллектор транзисторов в открытом и закрытом состоянии.

Из приведенного соотношения видно, что при равенстве остаточных параметров

$$U_{o11} = U_{o12}; \quad I_{o11} = I_{o12}$$

и выполнении условия $r_{311} = r_{312}$ можно обеспечить идеальную компенсацию. Однако практически подобрать транзисторы с одинаковыми параметрами невозможно, поэтому на выходе ключа всегда будет присутствовать напряжение помехи. Величину этого напряжения можно уменьшить до нескольких микровольт за счет изменения величин базовых сопротивлений R_{61} и R_{62} . С изменением окружающей температуры уровень напряжения помехи возрастает, что обусловлено температурной нестабильностью параметров транзисторов.

На рис. II-29, показана блок-схема двухступенчатого транзисторного коммутатора на 512 каналов [Страшун, Васильев, 1965]. Любая ступень коммутатора, имеющая 32 канала, подключается к нагрузке R_H с помощью 16 групповых переключателей каналов ГПК₁ — ГПК₁₆.

Двухадресный выбор требуемого канала позволяет обеспечить циклическую работу коммутатора и произвольную выборку канала с неограниченным временем подключения датчика к нагрузке. Первый адрес записывается в пятиразрядный триггерный регистр столбца R_1 , второй — в четырехразрядный регистр

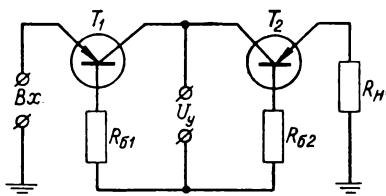


Рис. II-28. Схема компенсированного транзисторного ключа.

адреса строки R_2 . Код каждого из адресов дешифрируется соответственно дешифраторами $Дш_1$ и $Дш_2$. Каждая выходная шина дешифратора регистра адреса столбца включает одновременно 16 переключателей каналов, входящих в 16 коммутаторов первой ступени. Так как в данный момент выбирается лишь один групповой переключатель каналов, то на нагрузку будет подаваться напряжение с выхода только одного коммутатора первой ступени.

Схема переключателя одного канала показана на рис. II-29, б. Переключатель состоит из клапана и транзисторного ключа. Ключ выполнен на транзисторах T_2 и T_3 типа П106, включенных по схеме с общим коллектором. Клапан состоит из модулятора, усилителя и диодного детектора. Напряжение несущей частоты с генератора $ГН$ проходит через конденсатор C_1 на анод диода $Д_1$, где оно коммутируется переключаемым напряжением через делитель R_1, R_2 на базу транзистора T_1 . Модулированное напряжение несущей частоты усиливается транзистором T_1 и с выхода обмотки W_2 трансформатора Tr поступает через детектор ($Д_2, C_6$) на вход ключа. Для стабилизации режима работы транзистора T_1 в его эмиттерной цепи включено сопротивление R_3 , создающее отрицательную обратную связь. В коллекторной цепи T_1 установлен фильтр $R_4 C_2 C_4$. Клапаны управляются дешифраторами $Дш_1$ и $Дш_2$, выполненными в виде диодных матриц. Выход дешифратора со входом клапана согласуются через эмиттерный

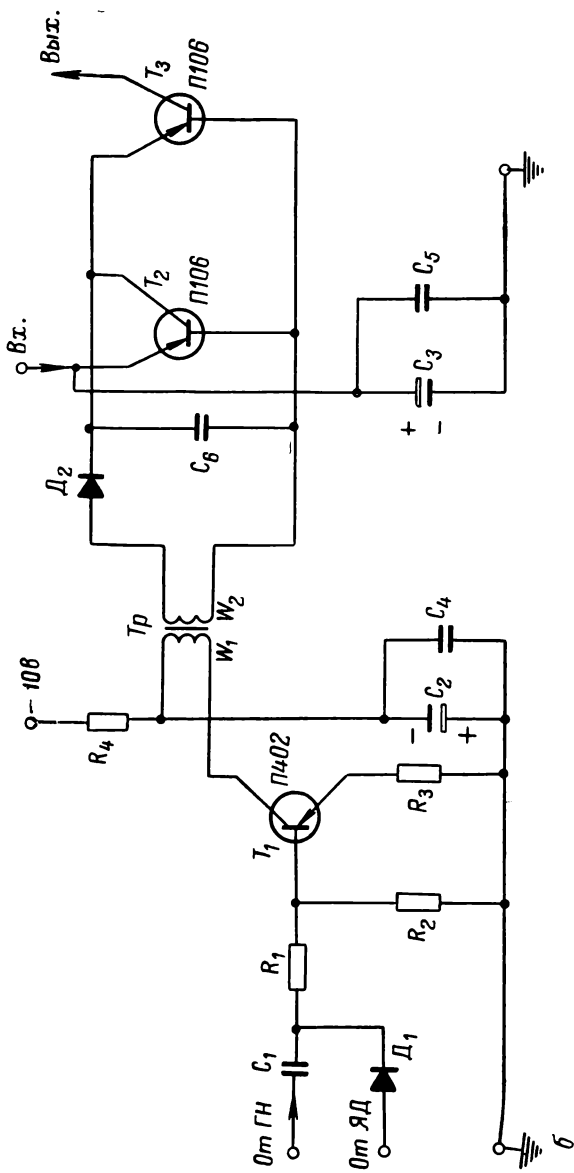
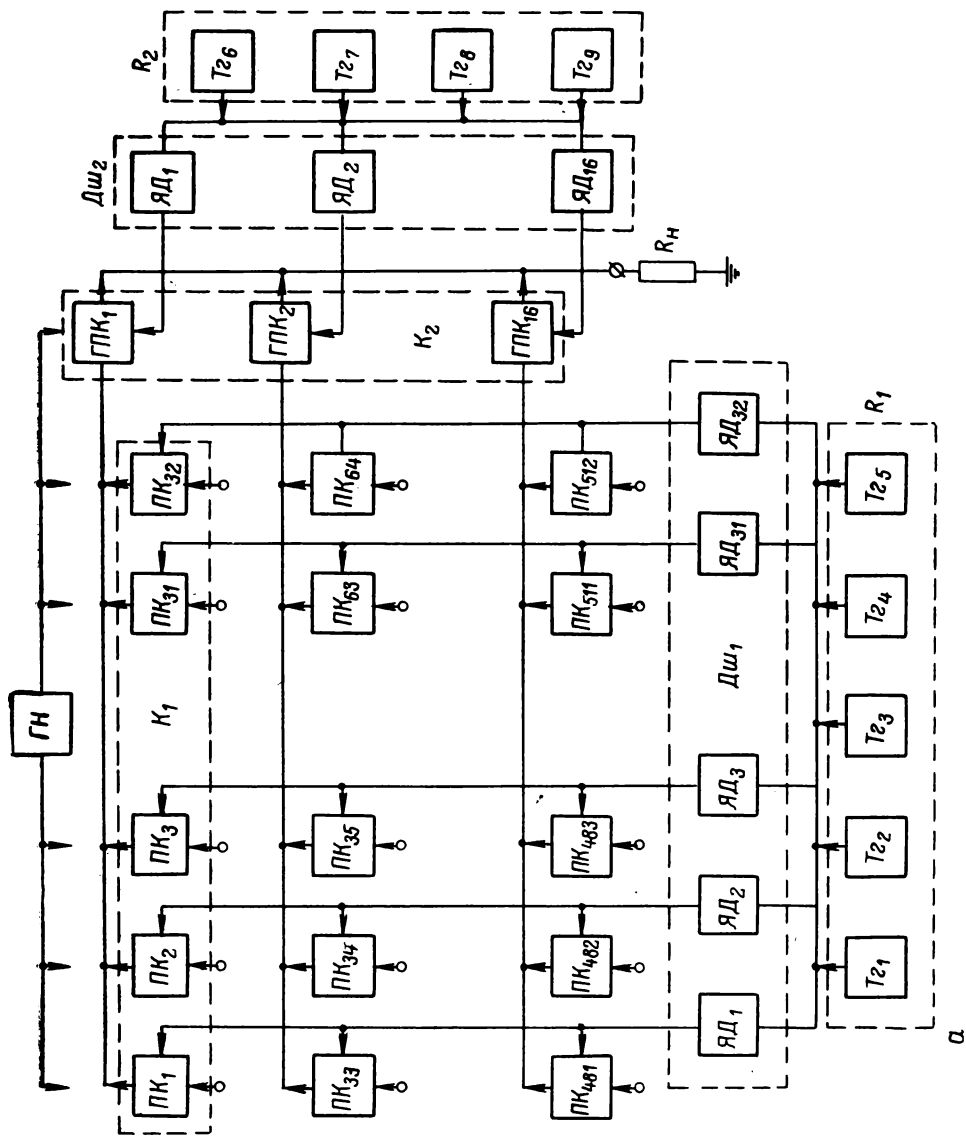


Рис. П-29. Двухступенчатый транзисторный коммутатор на 512 каналов.
 а — блок-схема; б — схема переключателя одного канала.



повторитель. Диапазон коммутируемых напряжений составляет 0—10 в. Время переключения 512 каналов равно 166 мсек. Погрешность коммутации не более 0,25%.

§ II-5. Нулевые органы

Нулевой орган является обязательным узлом любого измерительного устройства уравновешенного типа. Он служит для выявления сигнала недокомпенсации, определения его знака, преобразования и усиления его до необходимой величины и выдачи сигнала управления процессом уравновешивания, когда сигнал недокомпенсации превышает порог чувствительности нулевого органа.

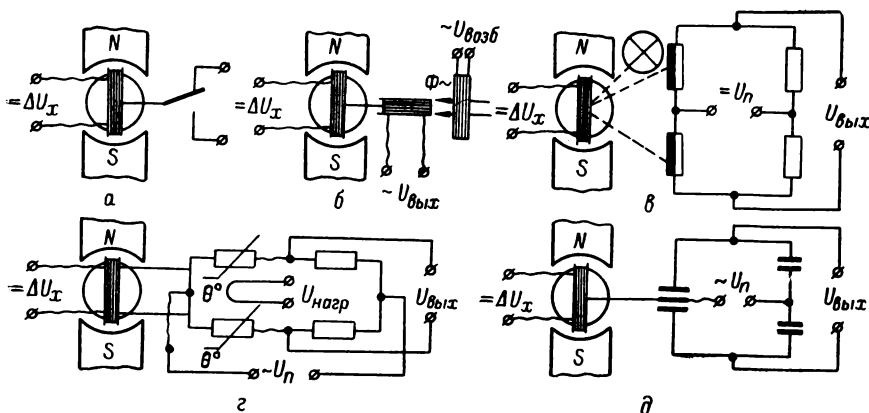


Рис. II-30. Нулевые органы гальванометрического типа с контактным (а), индукционным (б), фотоэлектрическим (в), терморadiационным (г) преобразователями.

Требования, предъявляемые к нулевым органам, используемым в аналоговых измерительных устройствах и в аналого-цифровых устройствах, несколько различаются, а поэтому рассматривать их целесообразно отдельно.

Нулевые органы аналоговых измерительных устройств могут быть гальванометрическими, электронными и полупроводниковыми. Нулевой орган гальванометрического типа состоит из магнитоэлектрического измерительного механизма, служащего для преобразования сигнала недокомпенсации в виде напряжения постоянного тока ΔU_x или тока ΔI_x в угол отклонения подвижной части $\Delta\alpha$, и преобразователя угла $\Delta\alpha$ в напряжение или ток (рис. II-30). Преобразователь может быть контактным, замыкающим электрическую цепь (рис. II-30, а), индукционным (рис. II-20, б), фотоэлектрическим (рис. II-30, в), терморadiационным мостовым (рис. II-30, г) или конденсаторным (рис. II-30, д).

Нулевые органы гальванометрического типа с механическими контактами применяются для измерения напряжений постоянного

тока величиной до нескольких десятков милливольт. Однако надежность таких нулевых органов невысокая из-за возможности обгорания контактов, чувствительности к толчкам и вибрациям.

Нулевые органы гальванометрического типа с фотоэлектрическими преобразователями получили применение в высокочувствительных компенсационных приборах постоянного тока. Коэффициент усиления их достигает 10^6 . Остальные типы гальванометрических нулевых органов имеют небольшой коэффициент усиления и применяются совместно с электронными или транзисторными усилителями. Основным недостатком нулевых органов гальванометрического типа является низкое быстродействие.

Электронные и полупроводниковые нулевые органы широко применяются в автокомпенсаторах и уравновешенных мостах. Наибольшее применение нашли усилители с преобразованием постоянного

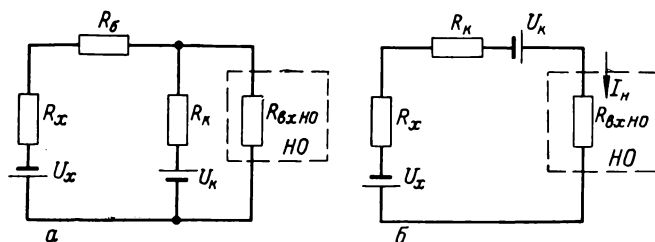


Рис. П-31. Схемы сравнения токов (а) и напряжений (б).

тока в переменный и выходом на обмотку управления двухфазного реверсивного двигателя, который приводит в действие уравновешивающий орган, когда сигнал недокомпенсации превышает порог чувствительности нулевого органа. Порог чувствительности таких нулевых органов достигает единиц микровольт (в некоторых случаях и долей микровольт), а быстродействие $0,05$ сек при изменении измеряемого сигнала на всю шкалу прибора.

Нулевые органы аналоговых измерительных устройств подробно рассмотрены в работах И. В. Бутусова [1963а] и П. П. Орнатского [1965].

При сравнении измеряемого U_x и компенсирующего U_k напряжения на входе нулевого органа источники этих напряжений и нулевой орган HO могут включаться в цепь последовательно (рис. П-31, а) и параллельно (рис. П-31, б). В первом случае имеем схему сравнения токов, а во втором — схему сравнения напряжений.

В многоканальных системах с коммутацией входных цепей и групповым нулевым органом из-за разных выходных сопротивлений датчиков R_x могут возникать дополнительные погрешности измерения, для устранения которых последовательно с датчиком включается балластное сопротивление R_g . Однако включение этого сопротивления снижает чувствительность схемы. Когда снижение чувствительности нежелательно, следует применять схему сравнения напряжений.

В этом случае величина входного сопротивления нулевого органа $R_{\text{вх. н. о}}$ может быть определена следующим образом.

В момент равновесия справедливо равенство

$$\Delta U = U_x - U_k,$$

где ΔU — напряжение недокомпенсации менее порога чувствительности.

Вследствие наличия напряжения ΔU в цепи сравнения будет протекать ток

$$I_n = \frac{\Delta U}{R_x + R_k + R_{\text{вх. н. о}}}, \quad (\text{II-84})$$

где R_k — внутреннее сопротивление источника компенсирующего напряжения U_k .

Ток I_n создает на входном сопротивлении нулевого органа падение напряжения

$$U_{\text{н. о}} = I_n R_{\text{вх. н. о}}, \quad (\text{II-85})$$

которое должно быть меньше или равно порогу сравнения нулевого органа $U_{\text{ср}}$.

Разделив уравнение (II-84) на (II-85) и заменив $U_{\text{н. о}}$ на $U_{\text{ср}}$, получим уравнение для входного сопротивления нулевого органа:

$$R_{\text{вх. н. о}} = \frac{R_k + R_x}{1/\alpha - 1}, \quad (\text{II-86})$$

где $\alpha = \frac{U_{\text{ср}}}{\Delta U}$.

Чтобы погрешность цифрового устройства не превышала величины дискретности, необходимо выбирать напряжение срабатывания $U_{\text{ср}}$ нулевого органа меньше величины напряжения наименьшей ступени дискретности.

Нулевые органы второй группы имеют некоторые специфические режимы работы. Диапазон изменения входных сигналов в них в несколько тысяч раз выше порога чувствительности. При этом изменение входного сигнала может происходить резкими скачками в обе стороны относительно нулевого уровня. Это накладывает дополнительные трудности в обеспечении заданной чувствительности и быстрейшего действия нулевого органа.

В зависимости от вида сравниваемых величин нулевые органы можно разделить на потенциальные, импульсно-потенциальные и импульсные.

Нелинейная характеристика нулевого органа может быть получена с помощью диодов, стабилитронов, блокинг-генераторов, мультивибраторов, триггера Шмитта и т. п. Для получения необходимой нелинейности применяется сочетание пассивного нелинейного элемента с усилителем. Для повышения усиления усилителя часто вводится положительная обратная связь. В этом случае в цепь обратной связи включается нелинейный элемент, который в зависимости от ве-

импульса. Если необходимо на выходе нулевого органа получить управляющее напряжение в виде двух уровней, то устанавливается дополнительно триггер или одновибратор, запускаемый выходными импульсами усилителя.

Чувствительность нулевого органа составляет 100—300 мВ. С изменением окружающей температуры обратное сопротивление схемы сравнения сильно меняется из-за ухудшения вентиляльных свойств диодов. Поэтому рассматриваемый нулевой орган может быть использован лишь в приборах с достаточно высоким уровнем преобразуемого напряжения и при небольших колебаниях окружающей температуры.

Большой чувствительностью обладают нулевые органы регенеративного типа с трансформаторной обратной связью (рис. II-32, б). Нулевой орган состоит из усилительного каскада, собранного на транзисторе T , и цепи управления параметрами обратной связи, состоящей из диодов D_1 , D_2 , сопротивлений R_1 , R_2 , источника напряжения смещения $U_{см}$ с сопротивлением R . Обратная связь усилителя осуществляется через обмотку W_2 трансформатора Tr и конденсатор C_6 . С помощью сопротивлений R_6 и R_n задается рабочая точка усилителя. При достаточно больших значениях сопротивлений R и R_1 источник $U_{см}$ представляет собой генератор тока I_r , устанавливающего диоды в область, близкую к самовозбуждению, на прямолинейный участок характеристики. На характер процесса в системе влияет дифференциальное сопротивление r_1 диода D_1 .

Рассмотрим принцип работы нулевого органа, когда $R_1 = R_2 = 0$. В исходном состоянии преобразуемое напряжение значительно больше компенсирующего, т. е. $|U_x| \gg |U_k|$, и диод D_1 в цепи положительной обратной связи заперт, а через D_2 протекает ток смещения $I_{см}$. При плавном увеличении U_k (по абсолютной величине) в некоторый момент рабочая точка диода D_1 выводится на прямолинейный участок вольтамперной характеристики и токи I_1 , I_2 перераспределяются. Ток I_1 возрастает, а I_2 убывает. С возрастанием I_1 дифференциальная проводимость g_1 диода D_1 увеличивается и при $I_1 = I_{пор}$ достигает порогового значения $g_{пор}$, при котором формируется передний фронт выходного импульса. Появление на выходе переднего фронта импульса свидетельствует об окончании процесса сравнения напряжений U_x и U_k . Нелинейным элементом в цепи положительной обратной связи служит полупроводниковый диод типа Д226 или Д223А.

Нулевой орган настраивается сопротивлением R_n при $R_1 = R_2 = 0$, сопротивлениями R_1 , R_2 или сопротивлением R_1 с подбором диодов.

При тщательной настройке схемы можно получить чувствительность ее порядка нескольких милливольт и такой же по величине временной дрейф за несколько суток непрерывной работы. Чувствительность нулевого органа можно повысить, если использовать схемы, в которых сравнение происходит одновременно с усилением разностного сигнала, либо сигналы предварительно усиливаются, а затем сравниваются.

личины входного сигнала либо замыкает обратную связь, либо оставляет ее разомкнутой. Если уровень входного сигнала достаточно большой, то нелинейный элемент может устанавливаться на входе нулевого органа.

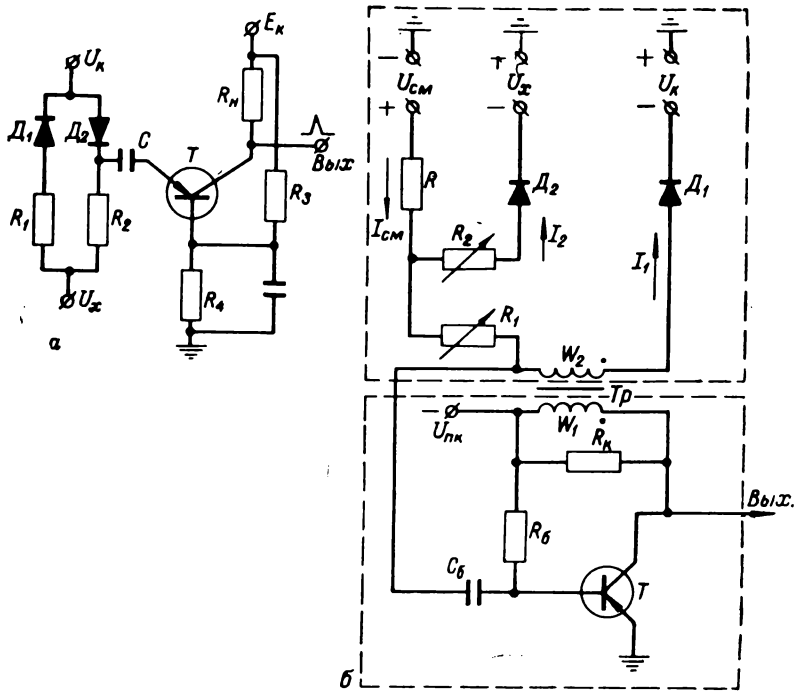


Рис. II-32. Схемы нулевых органов: *a* — с диодной схемой сравнения и усиления разностного сигнала; *б* — с трансформаторной обратной связью (регенеративного типа).

Схема импульсно-потенциального нулевого органа с диодной схемой сравнения непрерывно изменяющихся напряжений постоянного тока U_x положительной полярности с компенсирующими импульсными напряжениями U_k показана на рис. II-32, *a*. В исходном состоянии диод D_1 открыт напряжением U_x , а D_2 закрыт. Конденсатор C разделяет вход усилителя, собранного на транзисторе T . С помощью смещающего напряжения, создаваемого делителем R_3 — R_4 , рабочая точка усилителя выводится на крутой участок вольт-амперной характеристики транзистора.

С поступлением импульсов компенсирующего напряжения U_k , превышающих величину преобразуемого напряжения U_x , диод D_2 открывается, а D_1 закрывается.

Мгновенное падение напряжения, возникающее при этом на сопротивлении R_2 , после усиления выдается во внешнюю цепь в виде

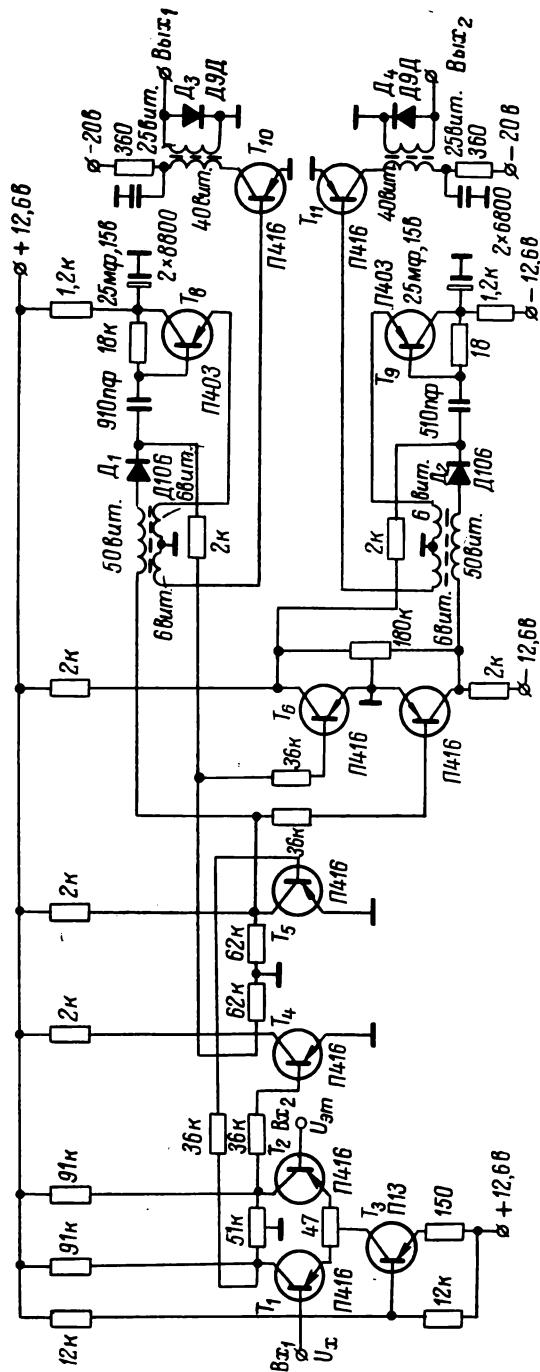


Рис. П-33. Схема нулевого органа генераторного типа с усилением сравниваемых сигналов.

Принципиальная схема нулевого органа генераторного типа с усилением сравниваемых сигналов показана на рис. П-33 [Кондалев, 1965]. Нулевой орган состоит из дифференциального усилительного каскада, собранного на транзисторах T_1, T_2, T_3 ; двух усилителей-инверторов, выполненных на транзисторах T_4, T_5 ; двух разделительных усилителей-инверторов (транзисторы T_6, T_7); сравнивающих диодов D_1 и D_2 в цепях обратной связи блокинг-генераторов, выполненных на транзисторах T_8, T_9 , и двух оконечных усилителей-формирователей (транзисторы T_{10} и T_{11}). Блокинг-генераторы собраны на транзисторах П403, остальные каскады — на транзисторах П416.

Сравниваемые сигналы U_x и U_k подаются на входы дифференциального усилителя, с выхода которого снимается напряжение

$$U_{\text{вых}} = K (U_x - U_k),$$

где K — коэффициент усиления дифференциального каскада.

С изменением знака разности сравниваемых напряжений соответственно меняется знак выходного сигнала. Зона нечувствительности нулевого органа ограничивается значениями разностного сигнала, равного порогу чувствительности для положительной и отрицательной полярности разностного сигнала $+\xi$ и $-\xi$.

Выходной сигнал с дифференциального усилителя подается на усилители-инверторы и управляет нормально заторможенными блокинг-генераторами.

Стабилизация дрейфа нулевого уровня дифференциального усилителя обеспечивается балансом нулевых токов и напряжений на эмиттерно-базовых переходах транзисторов T_1 и T_2 и стабилизацией общего тока усилителя за счет включения транзистора T_3 . С уменьшением общего тока до 10—20 мка соответственно снижается дрейф нулевого уровня вследствие изменения коэффициента усиления β . Путем подбора парных транзисторов величину приведенного ко входу дрейфа от изменения окружающей температуры можно уменьшить до 20—30 мкв/град и получить чувствительность нулевого органа не хуже 1—5 мв при изменении окружающих температур в диапазоне 20—35° С. Нулевой орган имеет широкую полосу пропускаемых частот и обеспечивает работу при частотах тактовых импульсов до 1,5—2 Мгц.

При положительной разности сравниваемых напряжений $U_x - U_k > 0$ генерирует один из блокинг-генераторов; со сменой знака разности напряжений возбуждается другой, а первый тормозится. Если разность сравниваемых напряжений меньше величины чувствительности $|U_k - U_x| \leq \xi$, то не генерируют оба блокинг-генератора.

В выходных обмотках блокинг-генераторов формируются импульсы напряжения длительностью 0,1—0,15 мксек, амплитудой 0,4 в и частотой до 800 кгц. Далее эти импульсы формируются в усилителях-формирователях, с выхода которых выдаются

сформированные импульсы длительностью 0,2—0,25 мксек и амплитудой 6—8 в.

Транзистор T_3 стабилизирует общий ток дифференциального усилителя и значительно повышает входное сопротивление последнего.

Другая схема нулевого органа с дифференциальным каскадом усиления постоянного тока показана на рис. II-34. В отличие от предыдущего усилителя дифференциальный каскад выполнен на составных транзисторах, в результате чего входное сопротивление нулевого органа повысилось до 1—2 *Мом*. Кроме того, в качестве порогового устройства в нулевом органе использованы кремниевые стабилитроны, включенные в эмиттерную цепь выходного транзистора. Нулевой орган выполнен на транзисторах П42Б и питается от источника постоянного тока напряжением 48 в. Питающее напряжение стабилизируется с помощью кремниевых стабилитронов типа Д808. При соответствующем подборе транзисторов дифференциального каскада и его регулировке можно получить чувствительность нулевого органа порядка нескольких милливольт.

Дальнейшего повышения чувствительности нулевых органов можно достигнуть за счет использования метода преобразования сигнала постоянного тока в переменный и усиления его на несущей частоте. В таких нулевых органах можно получить чувствительность порядка микровольт, так как они обладают высокой стабильностью нулевого уровня. Однако быстродействие нулевых органов с преобразованием значительно меньше, чем с усилителями постоянного тока.

Одна из схем нулевого органа с преобразованием показана на рис. II-35 [Бутусов, 1962б]. Нулевой орган, выполненный на феррит-транзисторных элементах, состоит из преобразователя постоянного тока в переменный, генератора питания преобразователя, усилителя переменного тока и фильтра типа *RC* источника питания. Преобразователь собран на транзисторах T_1 , T_2 с питанием от генератора через трансформатор Tr_1 . Генератор собран по схеме мультивибратора на транзисторах T_{11} , T_{12} . Усилитель переменного тока состоит из 8 каскадов, выполненных на транзисторах T_3 — T_{10} . Для повышения входного сопротивления первый каскад усилителя собран по схеме эмиттерного повторителя. Связь между первым-вторым, третьим-четвертым, четвертым-пятым и шестым-седьмым каскадами осуществляется через конденсаторы C_3 — C_6 , а между вторым-третьим, пятым-шестым и седьмым-восьмым — через трансформаторы Tr_2 — Tr_4 с ферритовыми сердечниками. Переходные трансформаторы одновременно выполняют роль формирователей импульсов по длительности.

Для выявления полярности разностного сигнала транзисторы T_5 и T_6 работают в режиме с отсечкой. Кроме того, между ними установлен диод D_1 , ограничивающий амплитуду импульсов сигнала противоположной полярности относительно рабочих импульсов. Для стабилизации рабочей точки при изменении окружающей температуры

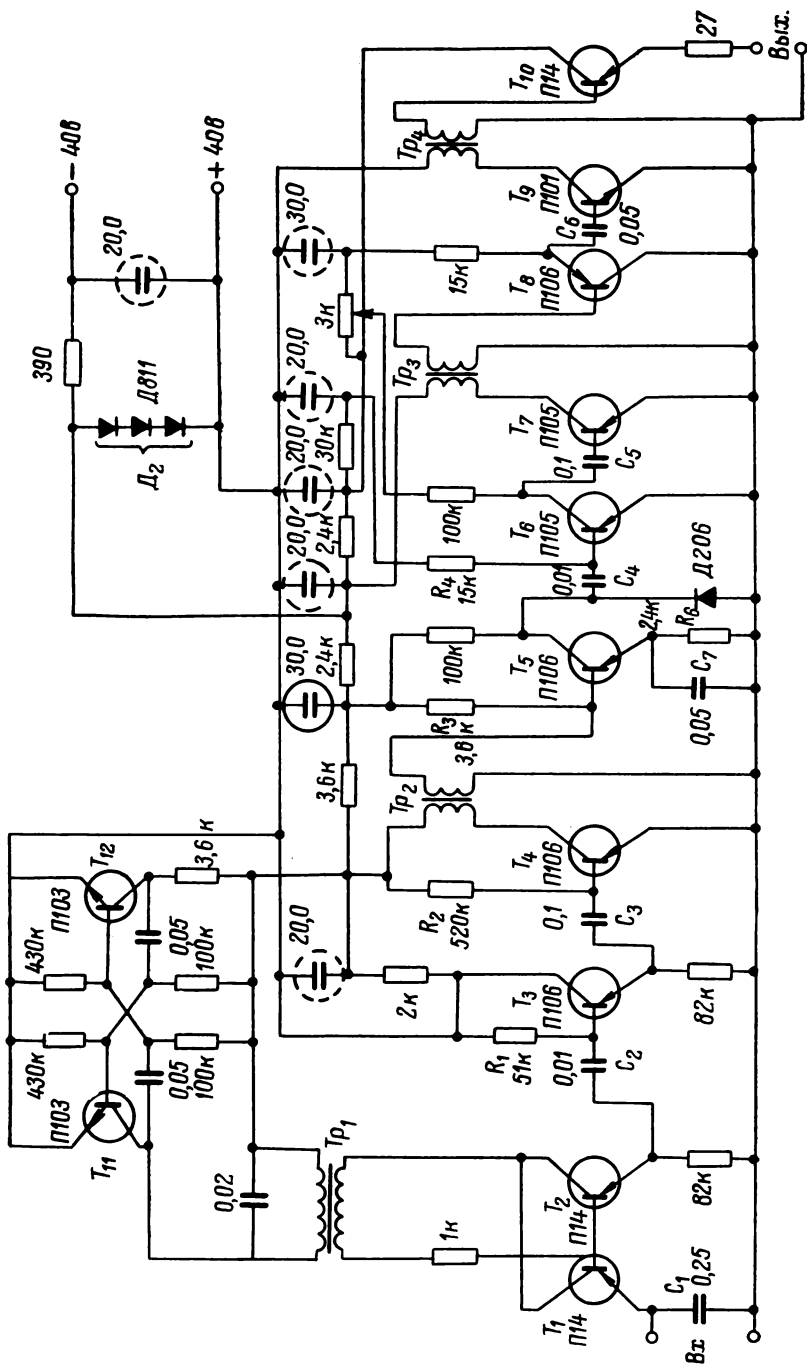


Рис. П-35. Схема нулевого органа с преобразованием.

в первом, втором, третьем и четвертом каскадах введены отрицательные обратные связи через сопротивления $R_1—R_4$, а в эмиттерной цепи третьего каскада введено сопротивление R_5 , зашунтированное конденсатором C_7 .

Питается нулевой орган от источника постоянного тока напряжением 40 в с предварительной стабилизацией выходного напряжения с помощью кремниевых стабилитронов D_2 .

На выходе нулевого органа выдаются однополярные импульсы тока амплитудой 200 ма, длительностью 4—5 мксек. Порог чувствительности его составляет 3—5 мв при входном сопротивлении 60—80 ком. Нулевой орган стабильно работает при колебании окружающей температуры в интервале 0—50° С и 10%-ном изменении напряжения от номинального значения.

§ II-6. Устройства масштабирования

Контролируемые величины могут выдаваться как в относительных, так и в абсолютных единицах измерения. При выдаче результатов в относительных единицах (в процентах от номинального значения контролируемой величины) в системах с унифицированными датчиками не требуется дополнительных устройств для введения поправочных или шкальных коэффициентов. Однако такой метод представления не обладает наглядностью.

В ИИС, на вход которых поступают сигналы разнородных измеряемых величин, для получения результатов в абсолютных единицах необходимо масштабирование. Операция масштабирования заключается в линейном преобразовании аналогового или цифрового сигнала, отображающего контролируемую физическую величину, и установлении постоянного отношения между величиной и отображающим ее сигналом во всем рабочем диапазоне контролируемой величины.

В ИИС с использованием датчиков с аналоговыми выходными унифицированными сигналами и последующим их преобразованием в цифровую форму может применяться аналоговое или цифровое масштабирование. Аналоговое масштабирование может выполняться преобразованием аналогового сигнала, усилением его, сложением сигнала с постоянной величиной, ослаблением его с помощью делителей напряжения, изменением эталонного сигнала, с которым сравнивается измеряемая величина в процессе преобразования. Цифровое масштабирование может осуществляться путем выбора ряда кратных между собой шкальных номиналов и применения дискретного ввода шкальных коэффициентов на выходе цифрового преобразователя методом умножения или деления на целое число; при число-импульсном преобразовании — введением делителей частоты на входе пересчетной схемы.

Если аналоговые методы масштабирования связаны с внесением дополнительной погрешности, возникающей при преобразовании аналоговых величин, то цифровые методы свободны от этого недостатка.

На рис. II-36, а показана схема цифрового масштабирования путем введения шкальных коэффициентов в цифровом преобразователе с помощью декад с разным коэффициентом пересчета. Частоту генераторов ГОЧ изменяют последовательным делением на 2 с помощью триггеров T_2 .

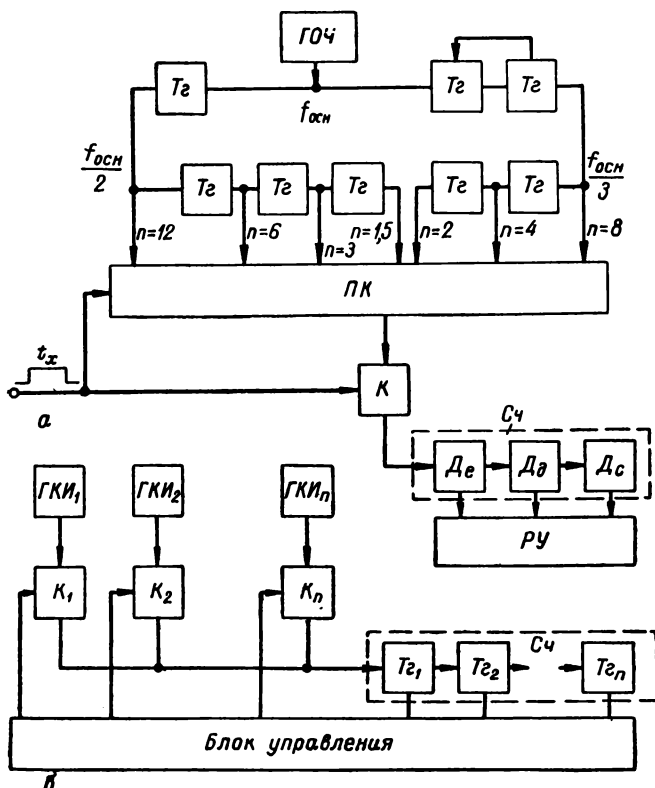


Рис. II-36. Функциональные схемы цифрового масштабирования: а — с кратным делением частоты и регулируемым коэффициентом пересчета счетчика; б — с генераторами кодирующих импульсов.

Измеряемый импульс t_x , длительность которого пропорциональна преобразуемому параметру, подается на ключ K . Последний открывается на время t_x , и от одного из триггеров, подключаемых к ключу K программирующим устройством $ПК$, на десятичный счетчик $Сч$ поступает определенное количество импульсов. С выхода счетчика, состоящего из декады единиц $Д_е$, десятков $Д_д$ и сотен $Д_с$, результаты выдаются в абсолютных единицах измерения на регистрирующее устройство $РУ$. Программа $ПК$ составляется в соответствии с последовательностью опроса датчиков. В этой схеме реализуются

масштабные коэффициенты $n = 1,5; 2; 3; 4; 6; 8; 12$. Дробные шкальные коэффициенты при такой схеме получить нельзя.

Схема масштабирования, показанная на рис. II-36, б, позволяет получать необходимое число шкальных коэффициентов [Лученицер, 1966], причем они не обязательно должны быть кратными (целыми), как в предыдущей схеме. Устройство масштабирования состоит из комплекса генераторов кодирующих импульсов ГКИ и счетчика Сч с переменным коэффициентом пересчета. Путем изменения коэффициента пересчета Сч и подключения соответствующего генератора ГКИ к счетчику через ключи К выбирается требуемый шкальный коэффициент.

§ II-7. Преобразователи кодов

В цифровых измерительных информационных и управляющих системах для выражения количественной информации в цифровой форме получили применение десятичная, двоичная, четверичная, восьмеричная и шестнадцатеричная системы счисления. Значения чисел в них определяются видом и положением (позицией) цифровых знаков в ряду цифр, изображающих число. Поэтому такие системы счисления получили название позиционных, или взвешенных.

В общем случае любое действительное число в позиционной системе счисления может быть представлено выражением

$$A = a_{n-1}q^{n-1} + a_{n-2}q^{n-2} + \dots + a_1q^1 + a_0q_0 + \dots + a_{-1}q^{-1} + \dots + a_{-m}q^{-m} = \sum_{i=-m}^{n-1} a_i q^i, \quad (\text{II-87})$$

где q — основание системы счисления; i — номер разряда; n — число разрядов целой части числа; m — число разрядов дробной части числа; a_i — целые положительные числа от нуля до $q - 1$, показывающие, сколько единиц i -го разряда содержится в числе.

Наиболее распространена десятичная система счисления, в которой для выражения чисел используется десять цифровых знаков 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Число десять изображается уже двумя цифровыми знаками. Остальные числа больше десяти записываются в виде последовательности цифр. Целая часть числа от дробной отделяется запятой. Значение каждой цифры определяется ее положением в последовательности цифр. Так, например, в числе 231,4 — единица, стоящая на первом месте слева от запятой, обозначает количество единиц; тройка, стоящая на втором месте слева от запятой, обозначает количество десятков; двойка, стоящая на третьем месте от запятой, обозначает количество сотен, а четверка, стоящая после запятой, обозначает количество десятых долей, содержащихся в числе. Последовательность цифр 231,4 представляет собой сокращенную запись выражения

$$2 \cdot 10^2 + 3 \cdot 10^1 + 1 \cdot 10^0 + 4 \cdot 10^{-1}.$$

Здесь число десять, обозначающее количество цифровых знаков и называемое основанием десятичной системы счисления, повторяется

в разных степенях. Причем по мере перемещения от разряда к разряду влево от запятой степень основания 10 возрастает, а при перемещении вправо от запятой возрастает отрицательная степень основания. Для упрощения записи числа степени десятичных обычно опускаются и записываются только значения коэффициентов, предполагающихся слева направо по убывающим их индексам.

Выражение (II-87) для десятичной системы запишется в виде

$$A = \sum_{i=-m}^{i=n-1} a_i 10^i, \quad (\text{II-88})$$

где a_i — коэффициенты, которые могут принимать значения 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9.

Десятичная система счисления используется главным образом в цифровых индикаторных и регистрирующих устройствах. Для изображения чисел в ней требуется меньшее число разрядов по сравнению с двоичной системой, поэтому при регистрации десятичных знаков затрачивается и меньше время. Однако реализация цифровых устройств в десятичной системе требует сложных элементов с десятью устойчивыми состояниями.

Наибольший интерес для цифровых устройств представляет двоичная система счисления, в которой основанием является двойка ($q = 2$). Для выражения чисел в ней используются только две арабские цифры 0 и 1.

Выражение (II-87) для двоичной системы примет вид

$$A = \sum_{i=-m}^{i=n-1} a_i 2^i, \quad (\text{II-89})$$

где a_i — коэффициенты, которые могут принимать значения 0 или 1.

Согласно выражению (II-89) любое число в двоичной системе счисления может быть представлено в виде суммы степеней 2. Например, число 1024 представляется в виде суммы одиннадцати слагаемых:

$$1024 = 1 \cdot 2^{10} + 0 \cdot 2^9 + 0 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + \\ + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0.$$

Опуская степени при основании 2 и записывая только значения коэффициентов при соответствующих степенях, получаем

$$1024 = 10\ 000\ 000\ 000.$$

Двоичная система счисления позволяет представлять любое число при помощи элементов с двумя устойчивыми состояниями. Двум цифрам 0 и 1 соответствуют отсутствие или наличие сигнала, а его величина, длительность и другие характеристики на работу устройства особого влияния не оказывают. Такая система мало чувствительна к внешним помехам, изменению питающих напряжений и другим факторам. Создать физический элемент с двумя различными устойчивыми

состояниями (включено — выключено) значительно проще, чем элементы, имеющие более двух устойчивых положений. Представление чисел в двоичной системе счисления аппаратно экономичнее, чем в десятичной. Это можно показать на простом примере. Возьмем обычные счеты, на которых можно было бы оперировать с целыми числами от 0 до 999. Если счеты построить по десятичной системе, то нужно иметь 3 разряда по 10 костяшек, или всего 30 костяшек. При двоичной системе необходимо 10 разрядов по 2 костяшки в каждом, или всего 20 костяшек. Во втором случае требуется в 1,5 раза меньше элементов, чем в первом.

Кроме удобства представления цифр физическими элементами с двумя устойчивыми состояниями двоичная система счисления отличается простотой выполнения арифметических и логических операций.

В ряде случаев применяются четверичная, восьмеричная и шестнадцатеричная системы счисления. Использование их обусловлено сокращенной записью и довольно простым переводом чисел в двоичную систему счисления и наоборот, так как основаниями этих систем служат целые степени двойки. В четверичной системе счисления для выражения чисел используются четыре арабские цифры 0, 1, 2, 3, основанием служит 4.

В восьмеричной системе для выражения чисел используются восемь арабских цифр 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, за основание принято число 8. Преимущество восьмеричного счета обнаруживается при использовании его для преобразования двоичных чисел в десятичные.

В шестнадцатеричной системе счисления, в которой за основание принято число 16, для выражения чисел используется шестнадцать цифровых знаков, из которых десять обычных арабских знаков и шесть с чертой сверху ($\bar{0}$ — десять, $\bar{1}$ — одиннадцать, $\bar{2}$ — двенадцать, $\bar{3}$ — тринадцать, $\bar{4}$ — четырнадцать и $\bar{5}$ — пятнадцать). Например, число 55 в шестнадцатеричной системе запишется в виде $3 \cdot 16^1 + 7 \cdot 16^0$. Опуская основание 16 при разрядных коэффициентах, получаем 37.

Кроме рассмотренных систем счисления существуют и другие, например единичная, троичная и др. Однако их практическое применение ограничено.

В цифровых устройствах автоматического контроля, измерения и управления численные значения величин, выраженных в той или иной системе счисления, представляются физически в виде числовых кодов, т. е. в виде определенной последовательности электрических импульсов напряжения, тока или других признаков, удобных для использования их в цифровых устройствах.

ГОСТ 12814—67 «ГСП. Сигналы входные и выходные электрические кодированные» в качестве входных и выходных сигналов цифровых устройств автоматического измерения, контроля и управления рекомендованы общие унифицированные коды, специальные коды и международный телеграфный код № 2.

К общим унифицированным кодам относятся единичный нормальный, единичный позиционный, двоичный нормальный, единично-

используемая в данном коде комбинация. Ошибка может образоваться вследствие изменения единицы на нуль или нуля на единицу. В обоих случаях кодовая комбинация уже не будет содержать только две единицы, что легко можно обнаружить логическими цепями. Одно-

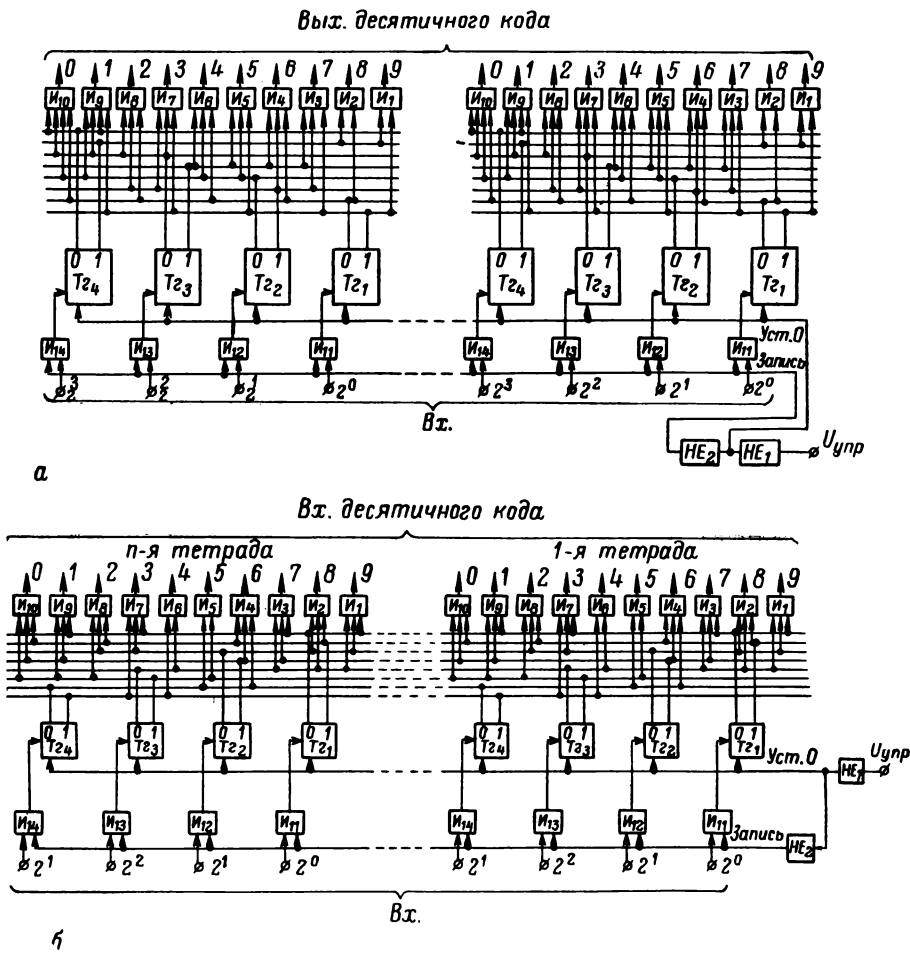


Рис. II-37. Функциональные схемы преобразователей двоично-десятичных кодов на сочетании 2 из 10

временное возникновение двух ошибок может остаться необнаруженным, так как при одновременном изменении нуля на единицу и единицы на нуль в кодовой комбинации сохраняются две комбинации. В этом случае применяются защитные коды с большой избыточностью, например двоично-пятеричный, или коды с обнаружением и исправлением ошибки, например код Хэмминга [Дроздов, Пятибратов, 1964; Ричардс, 1957].

десятичный и двоично-десятичный. В единичном нормальном коде число выражается количеством цифровых знаков 1. В единичном позиционном коде число выражается положением (порядковым номером) цифрового знака 1 в ряду цифровых знаков 0. Двоичный нормальный код основан на позиционной системе счисления с основанием 2. В единично-десятичном коде десятичные разряды выражаются с помощью единичного позиционного кода. В двоично-десятичном коде с весами разрядов 8—4—2—1 десятичные разряды выражаются в двоичном нормальном коде.

К специальным унифицированным кодам относятся двоичный рефлексный, двоично-десятичный рефлексный, двоично-десятичный самодополняющийся код с весами разрядов 2—4—2—1 и двоично-десятичный код с весами 5—1—2—1.

Двоичный рефлексный код образуется из двоичного нормального путем добавления к двоичному числу этого же числа в том же коде, но со сдвигом на один разряд в сторону младшего разряда и без переноса единицы в следующий разряд в процессе сложения. Например, двоичное число 111 в рефлексный код преобразуется следующим образом:

$$\begin{array}{r} + 111 \\ 111 \\ \hline 100 \end{array}$$

В двоично-десятичном рефлексном коде для изображения его четных и нечетных декад применяются коды, являющиеся зеркальным отражением друг друга.

Особенностью рефлексных кодов является то, что последовательные целые числа, выраженные в этих кодах, отличаются друг от друга только одним разрядом. Поэтому эти коды используются в кодовых датчиках и преобразователях с пространственным кодированием для исключения погрешности неоднозначности при считывании.

Двоично-десятичные коды с весами разрядов 2—4—2—1 и 5—1—2—1 применяются в аналого-кодовых и кодо-аналоговых преобразователях. В коде 2—4—2—1 десятичный разряд выражается нормальным двоичным кодом для чисел от 0 до 4, а числа от 5 до 9 являются зеркальным отражением чисел от 4 до 0 с заменой 1 на 0 и 0 на 1. В коде 5—1—2—1 десятичный разряд выражается нормальным двоичным кодом для чисел от 0 до 4, а числа от 5 до 9 выражаются так же, как и числа от 0 до 4, но с заменой 0 на 1 в четвертом разряде.

Международный телеграфный код № 2 применяется для ввода информации в вычислительные устройства и вывода ее из них, а также для передачи информации на телетайпные аппараты.

Кроме рассмотренных применяются избыточные коды, служащие для обнаружения и исправления ошибок при передаче информации. Одним из них является код на сочетание 2 из 5. В нем каждая десятичная цифра представляется пятью двоичными знаками, из которых только два могут быть единицами. Если в разрядах, изображающих десятичную цифру, возникнет одиночная ошибка, то образуется не

6 в, а нулевому — потенциал $-0,5 \div -1,5$ в. С поступлением на вход инвертора HE_1 сигнала управления $U_{упр}$ единичного уровня на выходе инвертора HE_1 возникает потенциал нулевого уровня, который устанавливает триггеры регистра в нулевое состояние,

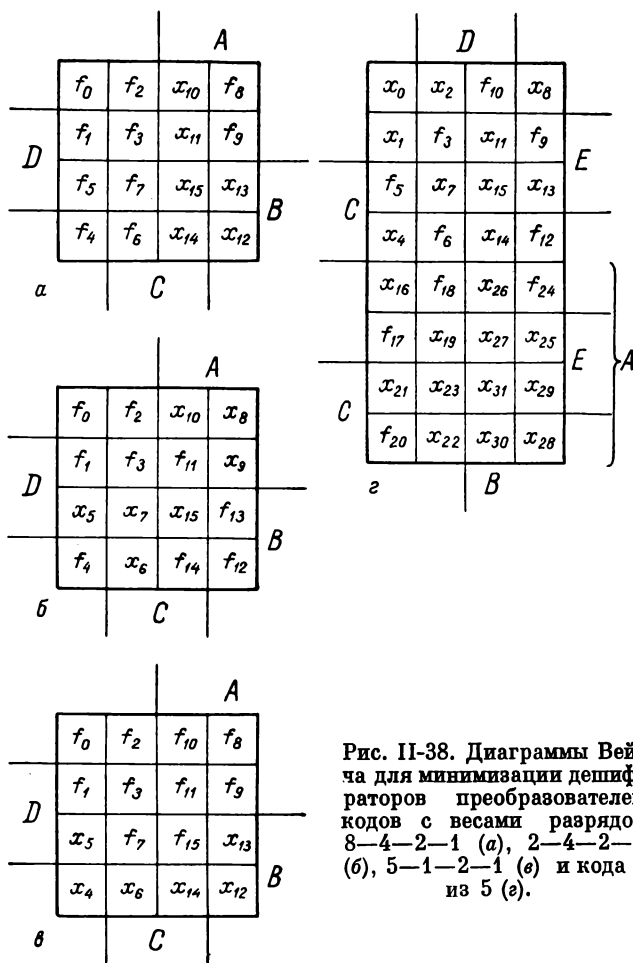
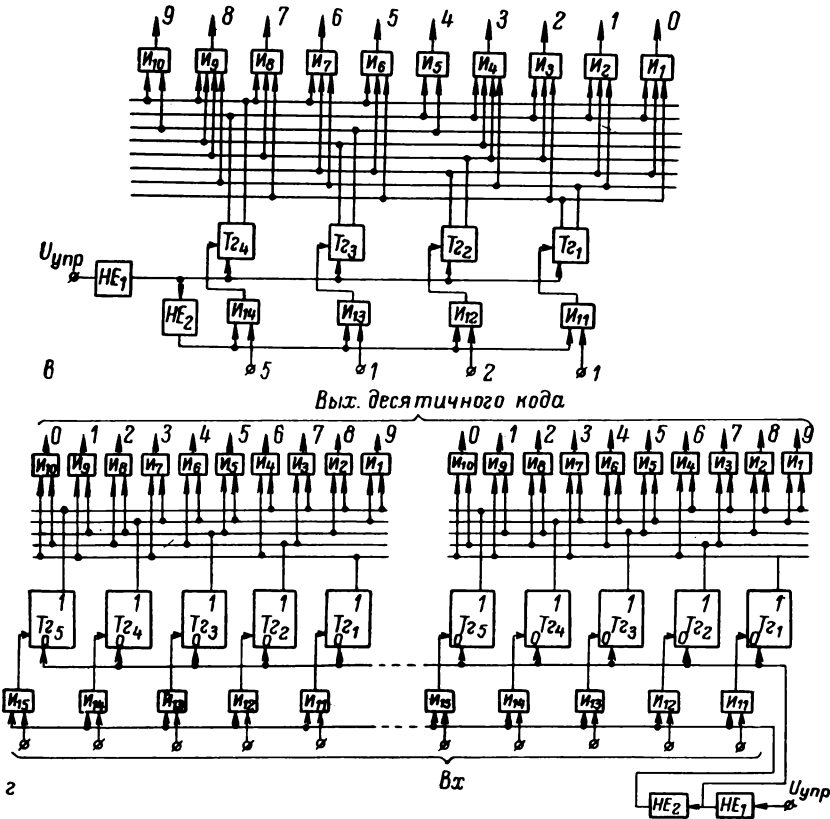


Рис. II-38. Диаграммы Вейча для минимизации дешифраторов преобразователей кодов с весами разрядов 8—4—2—1 (а), 2—4—2—1 (б), 5—1—2—1 (в) и кода 2 из 5 (г).

а на выходе инвертора HE_2 вырабатывается сигнал единичного уровня, записывающий преобразуемый код в регистр. С выхода регистра преобразуемый код подается на входные шины дешифратора, преобразующего двоично-десятичный код в единично-десятичный. В результате на одной из выходных шин, номер которой соответствует десятичной цифре каждой декады, выдается единичный потенциал. Преобразуемый код на выходе дешифратора сохраняется

Преобразователи двоично-десятичных кодов в десятичный

Преобразователи кодов, функциональные схемы которых показаны на рис. П-37, служат для преобразования двоично-десятичных кодов с весами разрядов 8—4—2—1, 2—4—2—1, 5—1—2—1 и двоично-десятичного кода на сочетание 2 из 5 в десятичный [Бутусов, 1967]. Преобразователь двоично-десятичного кода с весами разрядов 8—4—2—1 (рис. П-37, а), выполненный на полупроводниковых



дов с весами разрядов 8—4—2—1 (а), 2—4—2—1 (б), 5—1—2—1 (в) и кода 5 (г).

логических элементов потенциального типа, состоит из инверторов HE_1 , HE_2 , триггерного регистра $T_{21}—T_{24}$ с элементами совпадения на входе $И_{11}—И_{14}$ и матричного дешифратора на диодных схемах совпадения $И_1—И_{10}$.

Преобразуемый код в виде комбинации потенциалов «единичного» и «нулевого» уровней подается на вход элементов совпадения регистра. Единичному уровню соответствует отрицательный потенциал

нереализуемых состояний дешифратора, получим систему упрощенных (минимизированных переключательных функций):

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= \overline{A}\overline{B}\overline{C}\overline{D}; & f_{5+x_{13}} &= B\overline{C}\overline{D}; \\ f_1 &= \overline{A}\overline{B}C\overline{D}; & f_{6+x_{14}} &= BC\overline{D}; \\ f_{2+x_{10}} &= \overline{B}C\overline{D}; & f_{7+x_{15}} &= BCD; \\ f_{3+x_{11}} &= \overline{B}CD; & f_{8+x_{16}+x_{12}+x_{14}} &= A\overline{D}; \\ f_{4+x_{12}} &= B\overline{C}\overline{D}; & f_{9+x_{11}+x_{13}+x_{15}} &= AD. \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-92})$$

Из полученной минимизированной системы логических уравнений видно, что для практической реализации ее с помощью дешифратора требуется 10 сопротивлений и 30 диодов.

Преобразователи с весами разрядов 2—4—2—1 и 5—1—2—1 (рис. II-37, б, в) отличаются от рассмотренных лишь схемой дешифраторов.

Преобразователь двоично-десятичного кода на сочетание 2 из 5 отличается от предыдущих регистром и схемой дешифратора. Регистр каждой декады выполнен на пяти триггерах $Tg_1—Tg_5$ с элементами совпадения на входе $I_{11}—I_{15}$.

Преобразователь единичного кода в двоично-десятичный и десятичный

Преобразователь единичного кода в двоично-десятичный и десятичный, функциональная схема которого на одну тетраду показана на рис. II-39 [Бутусов, 1967], состоит из двоично-десятичного суммирующего счетчика $ССч$, дешифратора $Дш$ и инвертирующих элементов HE_1 и HE_2 . Счетчик выполнен на триггерах потенциального типа $Tg_1—Tg_4$ и $Tg'_1—Tg'_4$, соединенных между собой соответствующими элементами совпадения $I_{11}—I_{22}$. Каждый двоичный разряд состоит из основного триггера Tg и вспомогательного Tg' , соединенных элементами совпадения. Для получения коэффициента пересчета, равного 10, применены обратные связи с правых плеч триггеров Tg_1 и Tg_4 на элемент совпадения I_{22} . Счетные сигналы с выхода тетрады на последующую передаются через элемент совпадения I_{23} .

Дешифратор, преобразующий двоично-десятичный код с весами разрядов 8—4—2—1 в десятичный, выполнен на элементах совпадения $I_1—I_{10}$, собранных на 30 диодах и 10 сопротивлениях.

Принцип работы преобразователя заключается в следующем. Преобразуемый единичный код подается на вход элемента HE_1 . С поступлением сигнала управления $U_{упр}$ от внешнего программирующего устройства на нулевую шину счетчик устанавливается в нулевое положение и сигналы единичного кода в виде отрицательных потенциалов величиной 6—10 в через инвертирующие элементы HE_1 и HE_2 подаются на входы элементов совпадения триггеров основного и вспомогательного рядов. После окончания серии сиг-

до поступления следующего сигнала управления, после чего цикл преобразования повторяется аналогично рассмотренному.

Дешифратор представляет собой избирательную схему, состоящую из $2n$ входных шин, на которые подаются входные сигналы преобразуемого кода и их отрицания, и 2^n выходных шин, каждая из которых соединяется с n входными шинами через элемент И. При подаче на входы дешифратора двоично-десятичного кода в виде комбинаций единичных и нулевых уровней на одной из выходных шин, соответствующей десятичному числу, возникает единичный сигнал.

В рассматриваемом дешифраторе при $n = 4$ входах используется всего лишь 10 выходных шин из 16. Следовательно, схему дешифратора, обладающего шестью избыточными состояниями, можно упростить. Произведем это упрощение путем минимизации переключательных функций, описывающих работу дешифратора с помощью диаграммы Вейча [Суббе-Ками, 1964; Фистер, 1964].

Дешифратору с десятью выходными шинами соответствует следующая совокупность переключательных функций:

$$\left. \begin{aligned} f_0 &= \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}; & f_5 &= \bar{A}B\bar{C}\bar{D}; \\ f_1 &= \bar{A}\bar{B}C\bar{D}; & f_6 &= \bar{A}B\bar{C}D; \\ f_2 &= \bar{A}\bar{B}C\bar{D}; & f_7 &= \bar{A}BCD; \\ f_3 &= \bar{A}B\bar{C}D; & f_8 &= A\bar{B}\bar{C}\bar{D}; \\ f_4 &= \bar{A}B\bar{C}\bar{D}; & f_9 &= A\bar{B}\bar{C}D, \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-90})$$

где A, B, C, D — выходные сигналы дешифратора; $f_0 - f_9$ — выходные сигналы.

Здесь и в дальнейшем переключательным функциям присвоены индексы, являющиеся десятичными эквивалентами какой-либо совокупности единиц и нулей, рассматриваемых как числа двоичной системы счисления.

Остальные переключательные функции

$$\left. \begin{aligned} x_{10} &= A\bar{B}\bar{C}\bar{D}; & x_{13} &= AB\bar{C}\bar{D}; \\ x_{11} &= A\bar{B}C\bar{D}; & x_{14} &= ABC\bar{D}; \\ x_{12} &= AB\bar{C}\bar{D}; & x_{15} &= ABCD \end{aligned} \right\} \quad (\text{II-91})$$

остаются нереализованными, т. е. являются избыточными. Нанесем на диаграмму Вейча (рис. II-38, а) совокупность переключательных функций (II-90) и (II-91). Анализируя каждый квадрат диаграммы Вейча выходных сигналов дешифратора в сочетании с квадратами

налов преобразуемого кода на выходе счетчика выдается двоично-десятичный код, а на выходе дешифратора — десятичный.

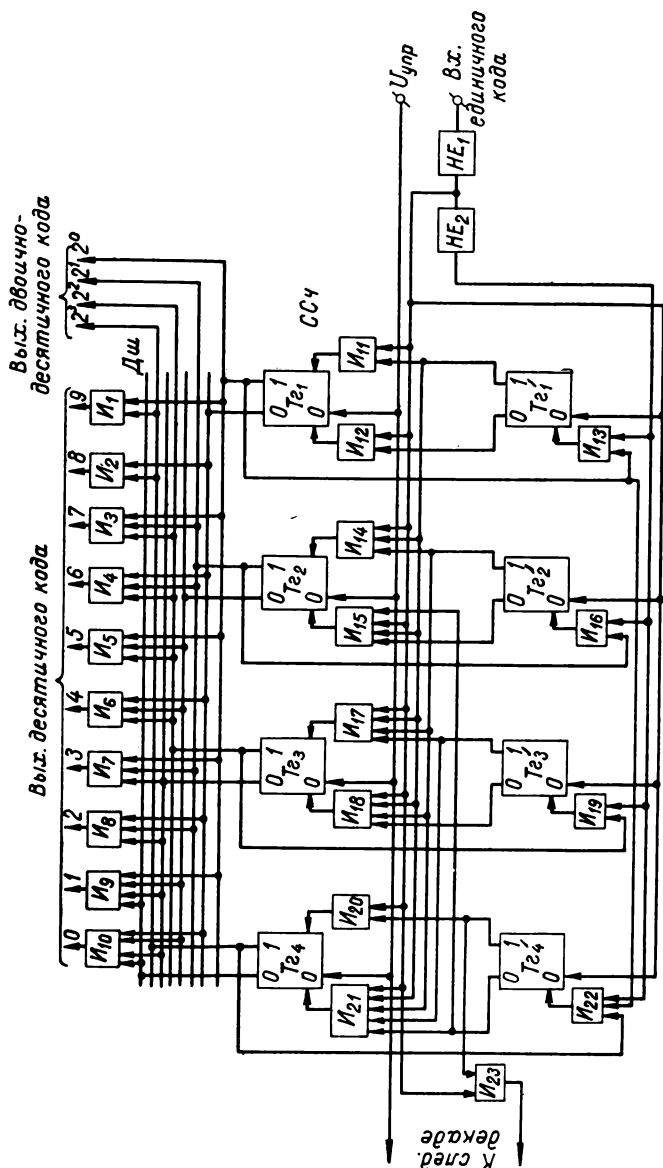


Рис. 11-39. Функциональная схема преобразователя десятичного кода в двоично-десятичный.

Путем последовательного соединения отдельных тетрад можно выполнить преобразователь на требуемое количество разрядов преобразуемого кода. Частота поступления сигналов единичного кода может достигать 60 кГц.

Универсальный преобразователь кодов

Универсальный преобразователь [Бутусов, Гордейчук, 1966а] предназначен для преобразования двоичного параллельного кода в двоично-десятичный, единичный и десятичный; единичного кода в двоичный, двоично-десятичный и десятичный; двоично-десятичного кода с весами разрядов 8—4—2—1 в десятичный. Преобразователь выполнен на полупроводниковых логических элементах потенциального типа (рис. II-40) и состоит из двоичного реверсивного счетчика *РСч*, суммирующего двоично-десятичного счетчика *ССч*, дешифратора *Дш* и блока управления *БУ*. С помощью набора типовых блоков счетчиков *РСч* и *ССч* можно выполнить преобразователь на требуемое количество разрядов преобразуемых кодов.

Реверсивный двоичный счетчик, собранный по схеме параллельного переноса, состоит из двоичных счетных разрядов. Каждый разряд состоит из основного триггера T_{z_1} ($T_{z_2}, \dots, T_{z_{n-1}}, T_{z_n}$) и вспомогательного T'_{z_1} ($T'_{z_2}, \dots, T'_{z_{n-1}}, T'_{z_n}$), связанных собой элементами совпадения — разделения I_1, I_2 и I_5 . Для записи двоичного кода на входе счетчика установлены логические элементы $I_7, I_8, \dots, I_{m-1}, I_m$.

Суммирующий двоично-десятичный счетчик с дешифратором выполнен аналогично рассмотренному выше двоично-десятичному счетчику преобразователя единичного кода.

Блок управления состоит из трехпозиционного двухрядного переключателя Π_1, Π_2 , инвертирующих элементов HE_1, HE_8 , генератора тактовых сигналов *ГС* с элементами совпадения *И* и разделения *ИЛИ*. Блоки преобразователя соединяются между собой с помощью штепсельных разъемов. Так же включается и преобразователь в схему.

В случае преобразования двоичного кода в двоично-десятичный, единичный и десятичный необходимо переключатель Π установить в положение *I*. С поступлением сигнала управления $U_{упр}$ на вход элементов HE_2, HE_6 возникающие на их выходе потенциалы устанавливают счетчики в нулевое положение. Одновременно с этим выходной потенциал с элемента HE_6 запишет преобразуемый двоичный код в реверсивный счетчик, работающий в режиме вычитания. Вследствие этого через элементы *И* и *ИЛИ* снимается с *ГС* сигнал торможения и с его выхода начинают поступать сигналы на счетчики и на выход преобразователя (выход единичного кода). Каждый тактовый сигнал вычитает единицу из числа преобразуемого кода, записанного в вычитающем счетчике. Одновременно эти тактовые сигналы суммируются в двоично-десятичном счетчике. Процесс вычитания и записи происходит до тех пор, пока не будет списано все число, записанное в двоичный счетчик.

☛ Когда число будет полностью списано из счетчика, элемент *И* выдаст сигнал торможения генератора и поступление сигналов на счетчики и на выход преобразователя прекратится. В двоично-десятичном суммирующем счетчике будет записано число преобразуе-

мого кода. На выходе суммирующего счетчика устанавливается двоично-десятичный код, который может быть непосредственно снят во внешнее устройство.

С помощью диодного дешифратора двоично-десятичный код преобразуется в десятичный. На выходе единичного кода будет выдан единичный код, соответствующий преобразуемому двоичному. Коды выдаются в виде потенциалов нулевого или единичного уровней.

Чтобы избежать выдачи с *ГС* ложных сигналов в момент записи преобразуемого кода, на генератор дополнительно подается тормозящий потенциал от сигнала $U_{упр}$.

В случае преобразования единичного кода в двоичный, двоично-десятичный и десятичный необходимо переключатель *П* установить в положение *II*. В результате этого генератор тактовых сигналов отключается, реверсивный счетчик устанавливается в режим суммирования и цепь подачи единичного кода на счетчик замыкается. С помощью подачи внешнего управляющего сигнала $U_{упр}$ счетчики устанавливаются в нулевое состояние. Поступающий на вход преобразователя единичный код будет суммироваться в счетчиках. С выхода реверсивного счетчика будет сниматься двоичный код, с выхода суммирующего счетчика — двоично-десятичный, а с выхода дешифратора — десятичный.

Для преобразования двоично-десятичного кода в десятичный переключатель *П* устанавливают в положение *III*. Преобразуемый код подается на вход двоично-десятичного счетчика через элементы совпадения. С поступлением сигнала $U_{упр}$ счетчик устанавливается в нулевое положение. Затем в счетчик записывается преобразуемый код, который с выхода его поступает на дешифратор, преобразующий двоично-десятичный код в десятичный. Одновременно двоично-десятичный счетчик может выполнять функцию запоминающего регистра.

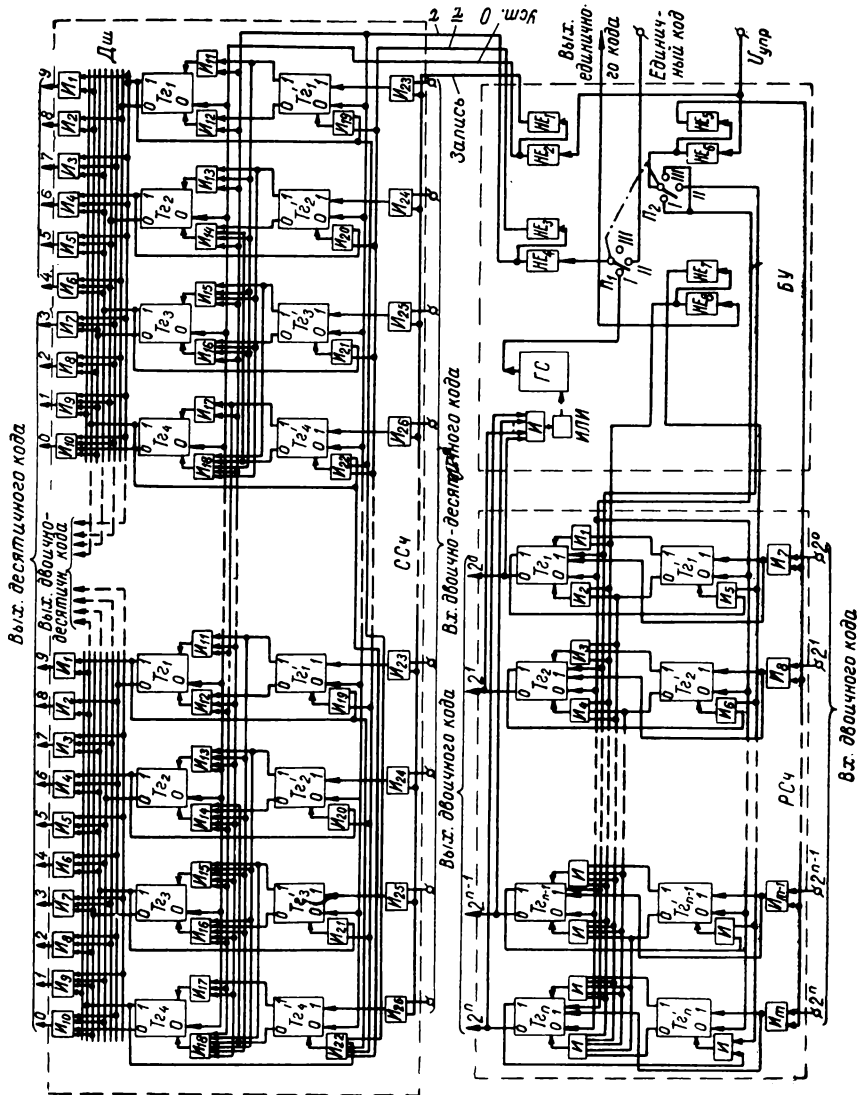
Преобразователи рефлексных кодов

Невзвешенность рефлексных кодов затрудняет непосредственное использование их для выполнения арифметических операций. Поэтому перед вводом в машину рефлексный код преобразуется в естественный двоичный, двоично-десятичный или десятичный. Зависимости между цифрами естественного и рефлексного двоичных кодов могут быть получены двоичным сложением, логическим сложением или двоичным умножением.

На использовании метода двоичного сложения без реализации переносов выполнен преобразователь (рис. II-41), состоящий из генератора импульсов *ГИ*, триггеров управления $T_{гy}$ и преобразования $T_{гp}$, линии задержки LZ_1 , элемента совпадения $И_2$ и декады двоично-десятичного счетчика $T_{г1}-T_{г4}$ со сквозным переносом [Бутусов, Шишова, 1966].

Время запаздывания линии задержки *LZ* двоично-десятичного счетчика выбирается больше, чем время запаздывания прохождения

Рис. П-40. Функциональная схема универсального преобразователя кодов.



импульса через схемы I_1 . Тактовые импульсы на преобразователь могут быть поданы от внешнего генератора.

Цикл преобразования начинается с подачи запускающего импульса $U_{упр}$ амплитудой 4—6 в и длительностью 2—3 мксек, который устанавливает в единичное положение триггер управления $T_{гy}$ и запускает $ГИ$, импульсы с выхода которого будут поступать к датчику рефлексного кода и на вход двоично-десятичного счетчика.

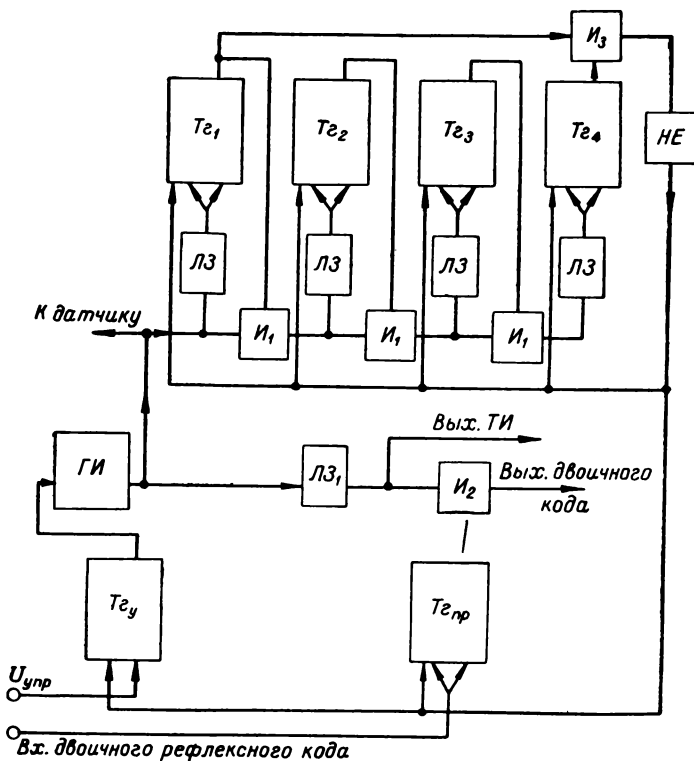


Рис. П-41. Функциональная схема преобразователя двоичного рефлексного последовательного кода в двоичный естественный.

В результате воздействия тактовых импульсов датчик рефлексного кода будет выдавать соответствующие импульсы на счетный вход $T_{гпр}$. Выходной потенциал $T_{гпр}$ будет подаваться на потенциальный вход элемента совпадения I_2 , на второй вход которого через $ЛЗ_1$ поступают импульсы от $ГИ$. Время задержки $ЛЗ_1$ выбирается несколько больше суммарного времени срабатывания датчика рефлексного кода и триггера $T_{гпр}$, для того чтобы к моменту прихода импульса на I_2 триггер $T_{гпр}$ изменил свое состояние под действием импульса рефлексного кода.

Если на вход $T_{гпр}$ поступит четная сумма единиц рефлексного кода, то $T_{гпр}$ будет находиться в нулевом состоянии и на выходе элемента $И_2$ импульс будет отсутствовать, что соответствует цифре 0 соответствующего разряда двоичного кода. Если же на вход $T_{гпр}$ поступит нечетная сумма единиц, он установится в единичное состояние и на выходе элемента $И_2$ будет выдана 1 соответствующего разряда двоичного кода. Параллельно с выдачей разрядов двоичного кода на выходе преобразователя выдаются тактовые импульсы.

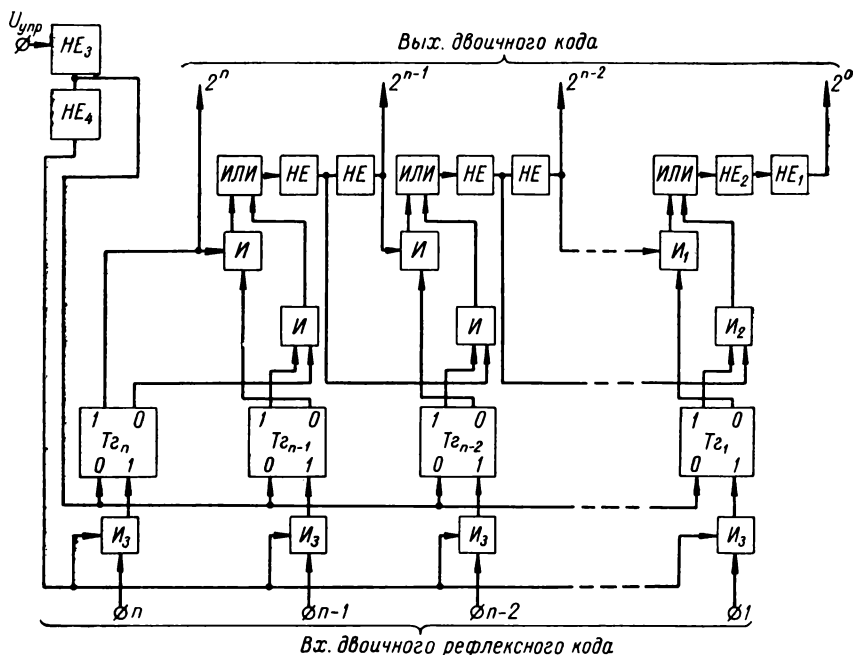


Рис. П-42. Функциональная схема преобразователя двоичного рефлексного кода в двоичный естественный.

Преобразователь рассчитан на преобразование десятиразрядного кода. После поступления от генератора десятого импульса на двоично-десятичный счетчик с коэффициентом пересчета, равным 10, с выхода элемента совпадения $И_3$ будет выдан импульс, который через элемент $НЕ$ установит $T_{гн}$ и счетчик в нулевое состояние. В результате переброса $T_{гн}$ прекратится поступление тактовых импульсов от генератора. На этом цикл преобразования десятиразрядного кода длительностью около 40 мсек заканчивается.

Функциональная схема преобразователя параллельного рефлексного кода в параллельный двоичный, работающего на принципе реализации зависимости логического сложения, показана на рис. П-42 [Бутусов, 1967]. Преобразователь состоит из входного регистра, собственно преобразователя и элементов $НЕ_3, НЕ_4$. Входной регистр

собран на триггерах $T_{г1}—T_{гn}$ со схемами совпадения I_3 на входе, на которые подается двоичный рефлексный код в виде потенциалов. Каждый разряд собственно преобразователя, кроме старшего, состоит из пяти логических элементов I_1 и I_2 , HE_1 , HE_2 и ИЛИ.

Преобразователь двоично-десятичного рефлексного кода в десятичный, функциональная схема которого показана на рис. П-43, состоит из тетрад и блоков связи между ними [Бутусов, 1968а].

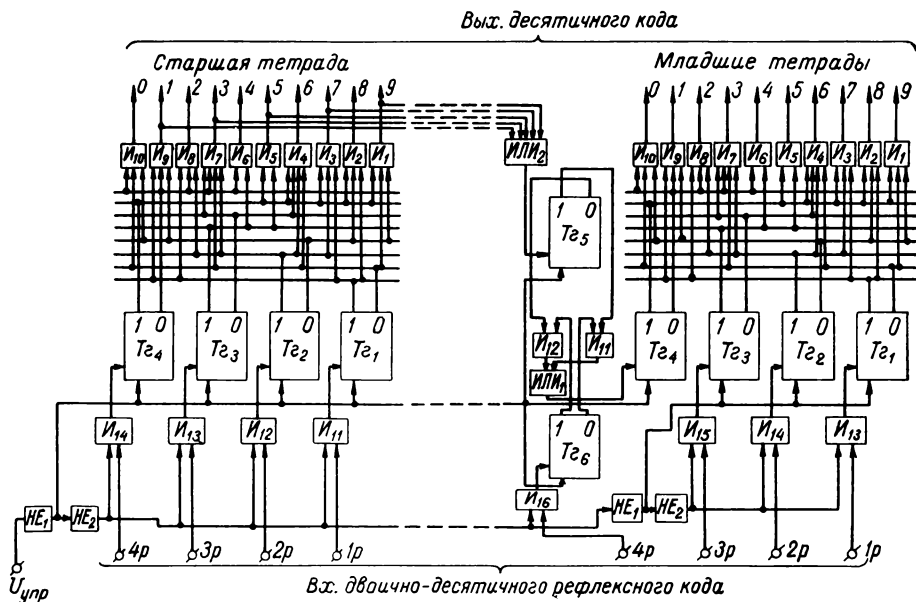


Рис. П-43. Функциональная схема преобразователя двоично-десятичного рефлексного параллельного кода в десятичный.

Все тетрады, за исключением старшей, выполнены одинаково. Старшая тетрада состоит из инвертирующих элементов HE_1 , HE_2 , триггерного регистра $T_{г1}—T_{г4}$ с выходными схемами совпадения $I_{11}—I_{14}$ и матричного дешифратора $I_1—I_{10}$, который выполнен на 10 сопротивлений и 30 диодах. Элементы HE_1 и HE_2 служат для выработки сигнала установки в нулевое состояние триггерного регистра и записи преобразуемого кода в него.

Преобразование кодов каждой тетрадой выполняется аналогично рассмотренному для двоично-десятичных преобразователей.

Отличительной особенностью рассматриваемого преобразователя является введение блоков связи декад, состоящих из триггеров $T_{г5}$, $T_{г6}$ и элементов совпадения I_{11} , I_{12} и разделения ИЛИ $_1$, ИЛИ $_2$. Введение блока связи обусловлено тем, что в двоично-десятичном рефлексном коде для обозначения цифр четных и нечетных декад используются различные комбинации. Причем 0 в коде для четных

декад имеет то же выражение, что и 9 для нечетных декад, и наоборот. Благодаря этому при переходе какого-либо старшего десятичного разряда от одного числа к другому во всех низших разрядах, переходящих от 9 к 0, изменения не происходит. Для определения кода, которым следует пользоваться при расшифровке, необходимо установить четность или нечетность числа следующего более высокого разряда. Четность числа старшей декады определяется элементом разделения $ИЛИ_2$, подключенным к выходным шинам нечетных чисел дешифратора декады. При наличии на одной из шин единичного потенциала, характеризующего нечетность преобразуемого числа, элемент $ИЛИ_2$ выдает потенциал на триггер $T_{г_6}$ блока связи и устанавливает его в единичное состояние.

Потенциалы с плеч $T_{г_5}$ подаются на входы элементов $И_{11}$ и $И_{12}$, на вторые входы которых прикладываются потенциалы с плеч $T_{г_6}$. При преобразовании чисел от 0 до 4 включительно на вход $T_{г_6}$ поступает единичный потенциал, устанавливающий его в единичное состояние, элементы $И_{11}$ и $И_{12}$ остаются невозбужденными и в триггере $T_{г_4}$ регистра младшей декады записывается 0. При дальнейшем преобразовании чисел от 5 до 9 триггер $T_{г_6}$ устанавливается в нулевое состояние, элемент совпадения $И_{12}$ возбуждается, и на вход триггера $T_{г_4}$ поступает единичный потенциал. Таким образом, с помощью блока связи инвертируется значение четвертого разряда числа последующей младшей декады. В результате этого преобразование кода младшей декады может производиться по правилу четных декад.

В случае четности числа старшей декады триггер $T_{г_5}$ устанавливается в нулевое состояние и потенциал с его левого плеча поступает на элемент $И_{11}$. В процессе преобразования чисел от 0 до 4 элемент $И_{11}$ не возбуждается и триггер $T_{г_4}$ остается в нулевом состоянии; при преобразовании чисел от 5 до 9 элемент $И_{11}$ возбуждается и в триггере $T_{г_4}$ запишется 1.

Преобразователи параллельных кодов в последовательные и последовательных в параллельные

Коды по каналам связи обычно передаются в последовательном виде. При этом может быть использован преобразователь параллельного кода в последовательный, функциональная схема которого на три двоичных разряда показана на рис. II-44, а [Бутусов, 19686]. Преобразователь состоит из сдвигающего регистра с элементами совпадения на входе и блока управления.

Сдвигающий регистр собран на потенциальных триггерах $T_{г_1}$ — $T_{г_3}$ и $T_{г'_1}$ — $T_{г'_3}$, соединенных между собой через элементы совпадения $И$. Блок управления состоит из инвертирующих элементов $НЕ_1$ — $НЕ_4$, генератора сигналов $ГС$, элементов совпадения $И_1$, $И_2$ и триггера цикла $T_{г_д}$. Тип модуля инвертирующих элементов выбирается в зависимости от количества разрядов преобразуемого кода, т. е. из расчета нагрузки на модуль.

В результате записи единицы в $T_{гц}$ с генератора $ГС$ будет снят потенциал торможения. Генератор начинает выдавать сигналы на вход преобразователя, на вход элементов $И_1$ и $НЕ_1$, а от последнего на элемент $НЕ_2$. В результате будет последовательно выдаваться код, записанный в регистр, и в соответствии с ним на выходе элемента $И_1$ будет выдаваться последовательный код. Цикл работы продолжается до тех пор, пока единица $T_{гц}$ не будет выдвинута в $T_{г1}$. В этом случае генератор тормозится сигналом с элемента $И_2$. Следующий цикл преобразования начинается с поступлением очередного сигнала $U_{упр}$.

На приемной стороне линии связи устанавливается преобразователь (рис. II-44, б) последовательного кода в параллельный. Он состоит из сдвигающего регистра и блока управления. Регистр выполнен аналогично предыдущему, а блок управления состоит из элементов $НЕ_1$, $НЕ_2$ и буферного триггера $T_{гбуф}$, предотвращающего запись ложной единицы в регистр, возникающей в процессе преобразования.

Преобразователь работает следующим образом. С поступлением на вход передающего преобразователя сигнала $U_{упр}$ на пину установки 0 подается сигнал, который устанавливает регистр и $T_{гбуф}$ в исходное состояние. Тактовый сигнал U_T через элементы $НЕ_1$ и $НЕ_2$ последовательно записывает в регистр код, поступающий одновременно на вход $T_{гбуф}$. Преобразованный код снимается с триггеров $T_{г1}—T_{г3}$ регистра в виде потенциалов постоянного тока.

В исходном состоянии $ГС$ заторможен выходным потенциалом элемента $И_2$. При поступлении управляющего сигнала $U_{упр}$ на вход элемента $НЕ_3$ с выхода последнего подается сигнал на установку

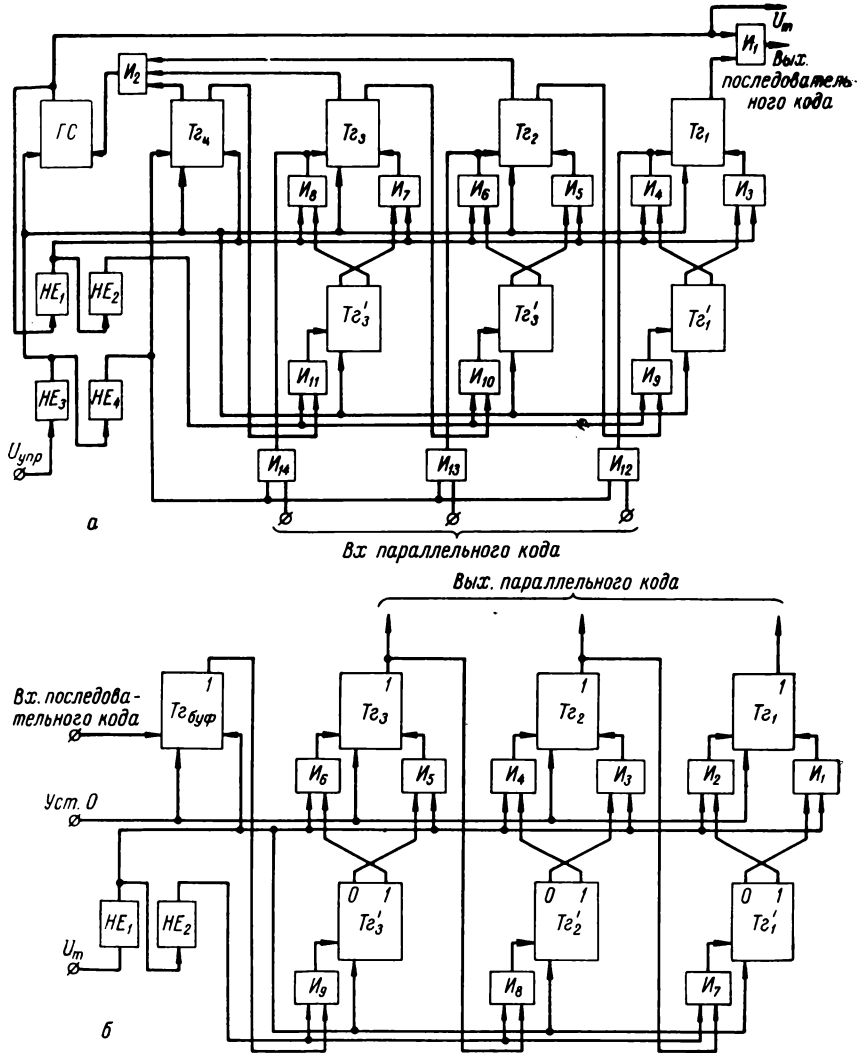


Рис. П-44. Функциональная схема преобразователя параллельного кода в последовательный (а) и последовательного в параллельный (б).

триггеров регистра в нулевое положение, на торможение $ГС$ и на вход элемента $НЕ_4$. С выхода элемента $НЕ_4$ подается сигнал на вход $T_{гц}$ для записи в нем единицы и на входные элементы совпадения $И_{12}$ — $И_{14}$ для записи входного кода в регистр.

ГЛАВА III

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

§ III-1. Основные определения

Состояние любого автоматизируемого объекта или производственного процесса характеризуется множеством изменяющихся во времени физических величин, называемых технологической или измерительной информацией. В зависимости от характера автоматизации измерительная информация поступает на измерительный прибор, систему автоматического контроля или управления, которые могут быть представлены в виде разомкнутых или замкнутых цепей, состоящих из ряда преобразователей.

Преобразователь, в котором реализуется с известной точностью функциональная зависимость между двумя физическими величинами

$$Y = f(X), \quad (\text{III-1})$$

называется измерительным преобразователем (ИП). Выражение (III-1), в котором независимая переменная X является входной величиной ИП, а зависимая переменная Y — выходной, называется функцией преобразования ИП.

Определение ИП можно распространить и на устройства с несколькими входами, функция преобразования которых имеет вид

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_n). \quad (\text{III-2})$$

В соответствии с данным определением к ИП могут быть отнесены не только простые звенья и блоки измерительных устройств, но и целые измерительные цепи, в которых выполняются необходимые операции преобразования, передачи, воспроизведения и представления измерительной информации. Примерами ИП с функцией преобразования (III-1) служат термомпара, тензопреобразователь, реостатный преобразователь и т. п. К преобразователям с функцией (III-2) можно отнести ИП мощности, ИП расхода с коррекцией на температуру и влажность и др. [Бутусов, 1963а, 1964в].

Преобразователь, воспринимающий измеряемую физическую величину и преобразующий ее в величину, удобную для передачи по линии связи и дальнейшего преобразования, обычно называют первичным ИП или датчиком.

Датчик может состоять из одного или нескольких ИП. Так, например, датчик с унифицированным выходным сигналом состоит из первичного ИП, воспринимающего измеряемый физический параметр и преобразующего его в неунифицированную естественную величину, и вторичного, или нормирующего ИП, преобразующего естественную выходную величину первичного ИП в унифицированный сигнал, линейно зависящий от измеряемого параметра. Под естественной выходной понимается такая физическая величина [электрическая (U , I , f , R и т. д.) или неэлектрическая (давление, перемещение, угол поворота, усилие, число оборотов и т. д)], в которую наиболее рационально и просто преобразуется измеряемый параметр в первичном ИП.

Мощности на выходе первичного ИП обычно недостаточно для преобразования его выходного сигнала в унифицированный сигнал, поэтому во вторичный ИП, как правило, входят усилительные элементы. Первичный и вторичный ИП могут быть выполнены в виде единой конструкции, например датчики с силовой компенсацией или датчики, в которых сигнал от первичного преобразователя очень мал и их разобшение может привести к дополнительной погрешности за счет помех, возникающих в линии связи. В большинстве случаев это относится к датчикам состава и свойств веществ. Учитывая, что датчики устанавливаются непосредственно у объекта измерения, где обычно эксплуатационные условия значительно тяжелее, чем в месте расположения вторичных измерительных устройств, целесообразно в датчике размещать минимум ИП, необходимых для восприятия информации и ее преобразования в вид, удобный для передачи хотя бы на незначительные расстояния.

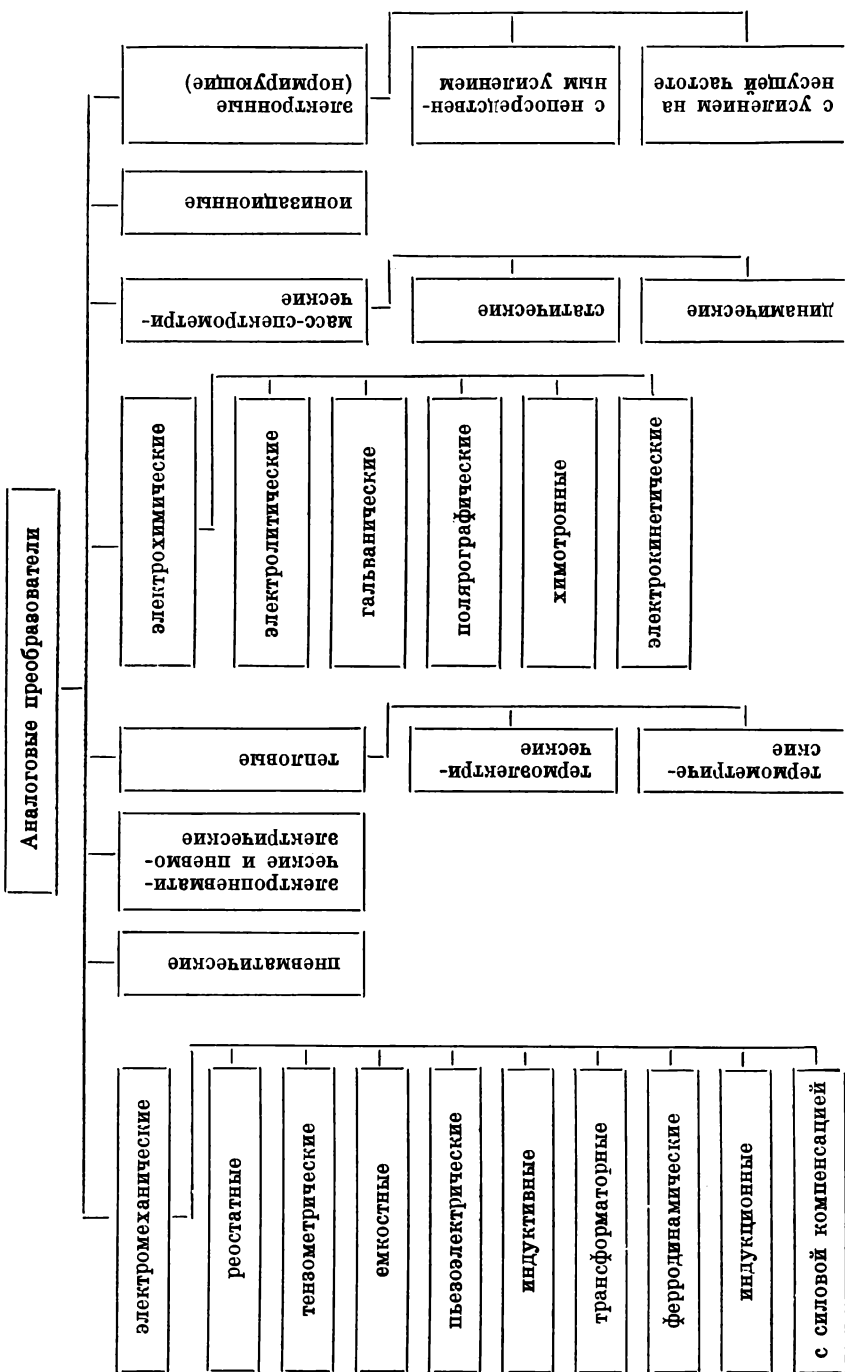
ИП с унифицированными выходными сигналами широко применяются в многоканальных измерительных информационных и управляющих системах с большим количеством входных величин различной физической природы. Преобразование этих величин в унифицированные позволяет значительно упростить системы автоматического контроля и управления, сократить номенклатуру вторичных измерительных приборов и регулирующих устройств.

§ III-2. Классификация ИП

До настоящего времени еще не выработано общей установившейся классификации ИП, однако все существующие ИП можно разделить на классы по ряду общих признаков, объединяющих разнообразные и разнотипные ИП. К этим признакам относятся: а) вид входного и выходного сигналов; б) физический принцип, положенный в основу работы преобразователя; в) характер внутренних связей; г) род физической величины, с помощью которой представляется измеряемый параметр; д) конструктивное исполнение.

Хотя ни один из указанных признаков и не является универсальным, однако в ряде работ [Бутусов, 1963а; 1964в; Карандеев, 1961;

Схема классификации аналоговых преобразователей



Туричин, 1966] авторы придерживаются перечисленных признаков классификации.

Входная и выходная информация ИП может быть представлена в виде физической аналоговой величины; в виде изменения частоты переменного тока или частоты следования электрических импульсов; в виде цифрового кода; в виде интервала времени ΔT , заданного двумя короткими импульсами или фронтом одного импульса, и, наконец, в виде сочетания двух перечисленных величин, например на входе в виде цифрового кода, а на выходе в виде физической аналоговой величины или наоборот.

В соответствии с этими признаками ИП можно разбить на аналоговые, частотные, аналого-кодовые, кодо-аналоговые и двусторонние преобразователи код — аналог и аналог — код. Все они могут быть выполнены как с разомкнутой, так и с замкнутой схемой преобразования. Поэтому их можно разделить на два вида: преобразователи прямого и уравнивающего преобразования. Последние часто называются преобразователями.

Классификация аналоговых ИП по принципу действия и конструктивному исполнению приведена на схеме. Электронные ИП, применяемые главным образом в качестве нормирующих преобразователей, разделяются по принципу усиления сигнала. Преобразователи с непосредственным усилением используются в случаях, когда в качестве входного и выходного сигналов служит напряжение постоянного тока. Коэффициент усиления в этих преобразователях может стабилизироваться за счет глубокой отрицательной обратной связи. Однако из-за трудности усиления малых сигналов датчиков с помощью усилителей постоянного тока и из-за наличия у них дрейфа нуля область их применения ограничивается.

В преобразователях с усилением на несущей частоте входной сигнал в виде постоянного тока преобразуется в переменный и после усиления снова преобразуется в постоянный. В этих преобразователях обеспечивается высокая стабильность нуля без применения специальных корректирующих устройств. Однако по быстродействию они уступают преобразователям с непосредственным усилением.

Классификация существующих частотных ИП по принципам их построения показана на схеме.

Позиционные преобразователи, применяемые в основном как преобразователи скорости и расхода, имеют на входе подвижный элемент, при перемещении которого на единичное расстояние на выходе выдается определенного вида сигнал. Частота следования этих сигналов прямо пропорциональна скорости перемещения входного элемента. К этой группе преобразователей относятся тахогенераторы переменного тока, объемные расходомеры и т. п.

Преобразователи с колебательными системами прямого преобразования работают на принципе использования колебательных систем, преобразующих в частоту изменение параметрических величин колебательной системы под действием измеряемого параметра.

В качестве колебательных систем могут быть использованы электромеханические и электрические управляемые генераторы электрических колебаний и релаксационные генераторы. Точность преобразования зависит от стабильности характеристик параметров колебательной системы и коэффициента усиления преобразователя. Кроме того, диапазон изменения частоты в таких преобразователях обычно небольшой.

Преобразователи компенсационного типа работают по замкнутой схеме, состоящей из прямого преобразователя контролируемого параметра в частоту, обратного преобразователя частоты в однородную с контролируемым параметром физическую величину и устройства сравнения. Они могут выполняться как с механическими и электрическими колебательными системами, так и с частотозависимыми мостовыми схемами сравнения. Преобразователи этой группы позволяют получать широкий диапазон изменения частоты и высокую точность преобразования без предъявления особых требований к стабильности работы преобразователя прямой цепи.

Корпускулярные преобразователи работают на принципе счета частиц высоких энергий (ионизационные), использования ядерного магнитного резонанса (квантовые) и на сцинтилляционном принципе. В последнее время они получили широкое развитие и могут быть выполнены с весьма высокой точностью преобразования.

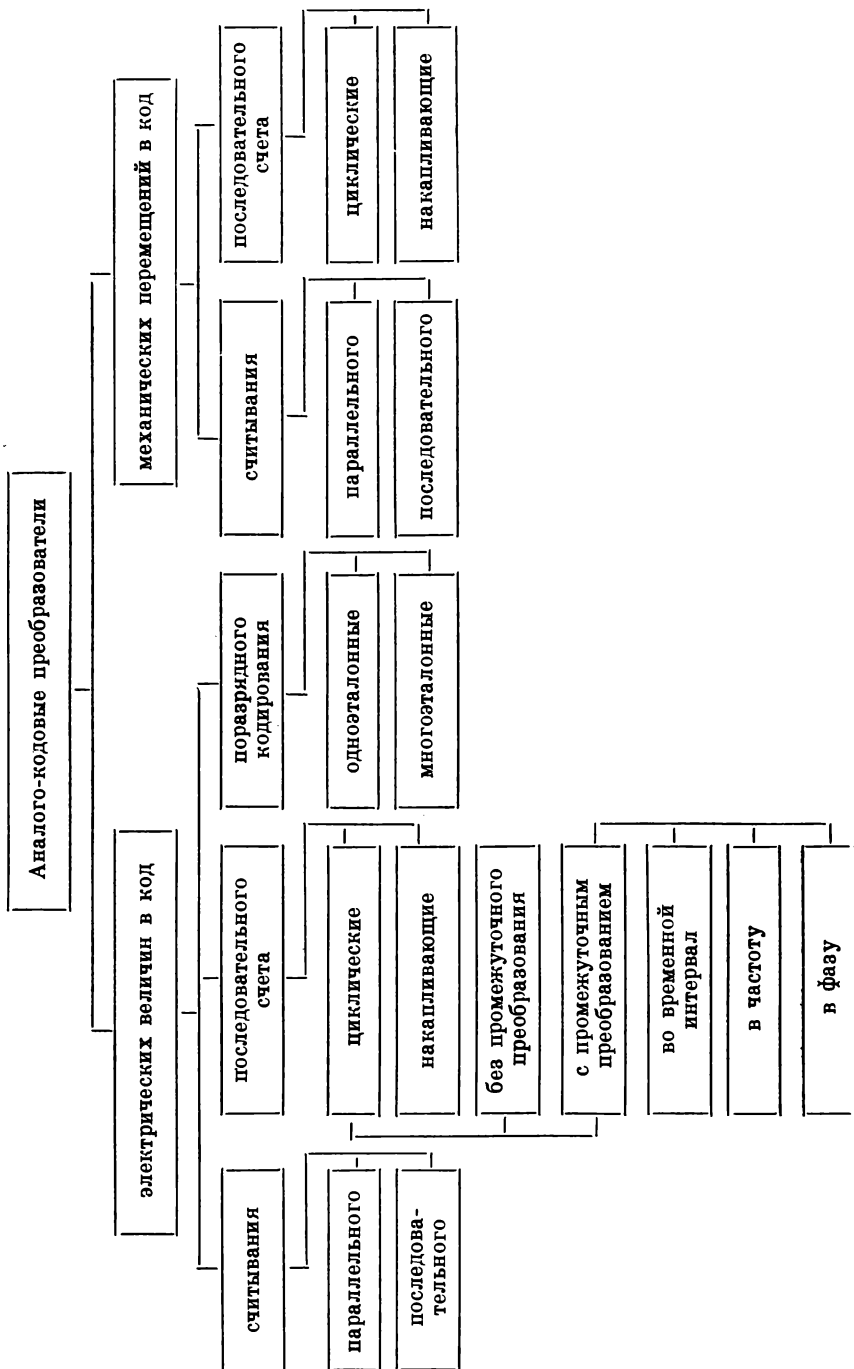
Аналого-кодовые преобразователи (см. схему) по роду входных величин можно разделить на два основных вида: преобразователи электрических величин и преобразователи механических перемещений. Каждый вид подразделяется по принципу преобразования в соответствии с существующими методами измерения аналоговых величин.

Принцип работы преобразователей считывания основан на известной зависимости между некоторыми параметрами аналоговой величины, по которым сразу определяется ее цифровой эквивалент. При параллельном считывании все разряды выдаются на самостоятельные каналы связи, т. е. выполняется пространственное разделение каналов. Все разрядные коэффициенты могут быть считаны одновременно за один такт. В преобразователях с последовательным считыванием выходного кода для уменьшения числа каналов связи все чувствительные элементы опрашиваются последовательно, т. е. выполняется временное разделение каналов.

В преобразователях последовательного счета преобразуемая аналоговая величина разбивается на ряд равных составных частей (приращений), каждая из которых соответствует единице младшего разряда цифрового кода. Путем подсчета этих частей получается код, соответствующий преобразуемой аналоговой величине.

В циклических преобразователях преобразование аналоговой величины происходит в течение фиксированного цикла, и каждый новый цикл начинается сначала, в то время как у накапливающих преобразователей число, соответствующее аналоговой величине, хранится в запоминающем устройстве, и каждый раз, когда произойдет изменение аналоговой величины, превышающее разрешающую

Схема классификации аналого-кодовых преобразователей



способность преобразователя, к прежнему числу добавляется число единиц, пропорциональное аналоговой величине.

В циклических преобразователях счетчик, фиксирующий число импульсов, может подключаться к датчику импульсов периодически только на время цикла преобразования, а в накапливающих он подключен всегда.

Циклические преобразователи могут быть выполнены как с промежуточным преобразованием аналоговой величины во временной интервал, в частоту или в фазу напряжения, так и без него. Эти преобразователи характеризуются циклическостью работы, однозначностью нулевого положения и повышенной помехозащищенностью. Наряду с этим они имеют относительно большое время преобразования, равное произведению числа, соответствующего максимальному значению аналоговой величины, на время срабатывания счетных устройств.

У накапливающих преобразователей время преобразования практически равно времени снятия показаний со счетчика. Основным недостатком их заключается в появлении систематической погрешности, обусловленной прерыванием по той или иной причине поступления импульсов к счетчику.

В преобразователях поразрядного кодирования, или сравнения и вычитания, преобразование осуществляется путем последовательного сравнения аналоговой величины с набором ее эталонных значений, причем сравнение начинается с максимальной эталонной величины. В результате каждого сравнения и вычитания получается значение данного разряда, а полученная разность используется для сравнения со следующим меньшим эталоном.

В зависимости от количества эталонов преобразователи поразрядного кодирования разделяются на одно- и многоэталонные. В первых используется только один эталон, с которым сравнивается аналоговая величина, и их разность (если эталон меньше входной величины) или сама входная величина (если эталон больше входной величины) умножается на основание системы считывания и затем снова сравнивается с тем же самым эталоном и т. д. Для получения n -разрядного кода необходимо произвести n сравнений. В процессе сравнения, если входная величина больше эталона, ставится 1 в данном разряде (при использовании двоичной системы счисления) и 0, если эталон больше входной величины. В многоэталонных преобразователях столько эталонов, сколько разрядов должно быть в выходном коде.

Аналогично преобразователям электрических аналоговых величин можно классифицировать и преобразователи механических перемещений в цифровой код (см. схему). В преобразователях считывания имеется кодовая маска, перемещающаяся пропорционально преобразуемой величине, и набор чувствительных элементов, путем опроса которых формируется цифровой код.

В кодо-аналоговых преобразователях выходными сигналами могут служить механические перемещения или электрические величины

(см. схему). Цифровой код в них преобразуется путем суммирования аналоговых величин.

При суммировании единичных приращений число преобразуется в унитарный код, каждому импульсу которого соответствует единичное приращение аналоговой величины. Все эти приращения суммируются, в результате чего на выходе формируется аналоговая величина, соответствующая входному коду. Преобразователи кода в механическое перемещение с суммированием единичных приращений аналоговой величины могут выполняться как с промежуточным преобразованием кода, так и без него.

При суммировании с учетом разрядов кода каждому разряду подбирается эталонное значение аналоговой величины, соответствующее весу данного разряда. Затем суммируются эталоны для тех разрядов кода, в которых стоит единица, а эталоны, соответствующие разрядам кода с нулевым значением, в суммировании не участвуют. Преобразователи цифрового кода в электрические величины при суммировании с учетом веса разрядов кода могут выполняться как последовательного действия, так и параллельного. В первом случае преобразуемый код подается на преобразователь последовательно, начиная со старшего или младшего разряда. Во втором случае код подается параллельно, т. е. происходит одновременное суммирование всех эталонов.

Рассмотренные аналого-кодовые и кодо-аналоговые преобразователи построены по разомкнутому циклу, в них может выполняться лишь один вид преобразования аналог — код или код — аналог.

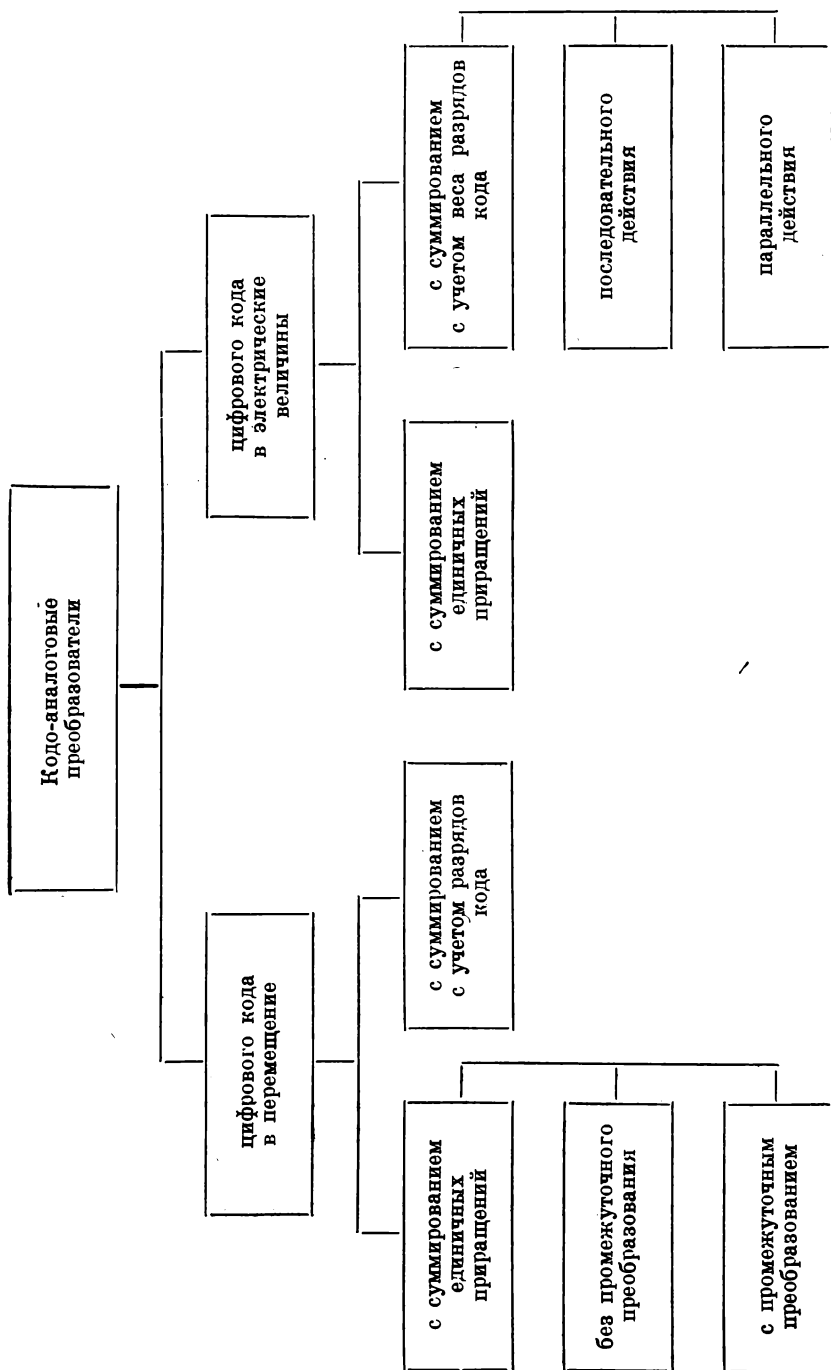
Двусторонние преобразователи аналог — код и код — аналог позволяют выполнять преобразование как аналоговой величины в код, так и кода в аналоговую величину. Для них характерно наличие цепи обратной связи и нулевого органа, в котором преобразуемая величина сравнивается с сигналом обратной связи. Для сравнения на нулевой орган могут подаваться как аналоговые величины, так и цифровые коды. В зависимости от этого их можно разделить на преобразователи со сравнением аналоговых величин и со сравнением цифровых кодов. Преобразователи со сравнением цифровых кодов, или, как их еще называют, цифровые следящие системы, используются главным образом для преобразования цифровых кодов в механические перемещения.

Приведенная классификация хотя и не относится ко всеобъемлющим, однако охватывает основные виды ИП, нашедших практическое применение в системах измерения, контроля и управления.

§ III-3. Основные характеристики ИП

К основным характеристикам свойств и качества работы ИП относятся входная и выходная величины, статическая и динамическая характеристики, погрешность, помехозащищенность, уровень пульсаций и постоянство выходного сигнала, гальваниче-

Схема классификации кодо-аналоговых преобразователей



В качестве кодированных сигналов ГОСТ 12814—67 рекомендуется единичный позиционный, двоичный нормальный, единично-десятичный, двоично-десятичный, двоичный рефлексный, двоично-десятичный рефлексный и двоично-десятичные самодополняющиеся коды с весами разрядов 8—4—2—1; 5—1—2—1; 2—4—2—1.

Параметры электрических частотных и кодовых сигналов определяются ГОСТ 10938—64, а пневматических — ГОСТ 9468—60, по которому выходное давление преобразователя изменяется в пределах $(1,9612 \div 9,806) \cdot 10^4$ н/м². В ИП уравнивающего типа с токовым выходом применяется обратная связь по току. При этом выходной ток последовательно проходит через сопротивление обратной связи и сопротивление нагрузки. Следовательно, выходное напряжение преобразователя в определенных пределах зависит от сопротивления нагрузки. Преобразователи с токовым выходом характеризуются большим выходным сопротивлением. В случае получения из токового сигнала 0—5 ма сигнала в виде напряжения постоянного тока величиной 0—10 в необходимо на выходе преобразователя поставить сопротивление нагрузки 2 ком. Для снятия этого сигнала на последующий преобразователь входное сопротивление последнего должно быть относительно большим.

В ИП уравнивающего типа с выходом по напряжению используется обратная связь по напряжению, т. е. на вход преобразователя подается всегда определенная часть выходного напряжения, а следовательно, выходное напряжение в определенных пределах не зависит от сопротивления нагрузки. Преобразователь с выходом по напряжению имеет малое выходное сопротивление, следовательно, при согласовании его с последующим преобразователем входное сопротивление последнего может быть относительно небольшим.

Преобразователи с токовым выходным сигналом характеризуются простотой конструкции, надежностью в работе, возможностью подключения на выходе нескольких вторичных преобразователей без подстройки, удобством настройки шкалы измерения с помощью регулировки сопротивления, включаемого последовательно на входе измерительного прибора. В токовой системе не нужно вести специальных проводов питания к датчику. Токвый выходной сигнал можно с незначительной дополнительной погрешностью передавать по линии связи на расстояние до 10 км.

В преобразователях с выходным сигналом по напряжению постоянного тока проще получается меньшая величина пульсаций, облегчаются требования к сопротивлению изоляции линии связи и выходной нагрузке, так как выходное сопротивление ИП невелико. Сигналы постоянного тока по сравнению с переменными обладают рядом таких преимуществ, как отсутствие влияния реактивных параметров линии связи на установившееся значение сигнала, возможность фильтрации сигнала от переменных помех на приемной стороне и т. п.

К достоинствам частотных и кодовых сигналов следует отнести возможность их коммутации, преобразования и передачи на значи-

ское разделение входа и выхода, входное и выходное сопротивление, нагрузочная способность, надежность и срок службы.

Входная и выходная величины. Входная информация, воспринимаемая ИП, может быть представлена в виде энергетических величин, характеризующих протекание процесса или параметры источника энергии (ток, напряжение, перемещение, скорость и т. д.); параметрических величин, характеризующих нагрузку (сопротивление, упругость, масса и т. п.), и величин, характеризующих состав и свойства вещества. В реальных условиях работы обычно на вход ИП одновременно воздействует несколько физических величин, из которых ИП должен воспринимать лишь преобразуемую величину и не реагировать на остальные. Поэтому при проектировании ИП необходимо стремиться к получению наибольшей чувствительности к преобразуемой величине и уменьшению чувствительности к влиянию окружающих факторов.

Значения преобразуемых величин также могут меняться в довольно широких пределах. Максимальное значение преобразуемой величины, которое может быть воспринято ИП без искажения, определяет предел преобразования данного ИП. Для преобразования величин, значения которых выходят за указанный предел, должны быть предусмотрены многопредельные преобразователи с ручным или автоматическим переключением пределов преобразования.

На вход ИП могут поступать напряжение постоянного тока низкого уровня от 0 до 20—25 мВ, получаемое от термопар и тензопреобразователей; напряжение переменного тока величиной 0—2 В, снимаемое с индуктивных, трансформаторных и ферродинамических преобразователей; постоянный ток; частота напряжения переменного тока, получаемая на выходе частотных преобразователей; цифровой код, выдаваемый аналого-кодовыми преобразователями; давление воздуха на выходе пневматических и электропневматических преобразователей; угловое или линейное перемещение; число оборотов; момент, усилие; изменение омического, индуктивного или емкостного сопротивления.

Разнообразие ИП с физически разнородными выходными величинами требует большой номенклатуры контрольно-измерительных и регистрирующих устройств, что затрудняет их массовое производство, эксплуатацию и ремонт. Кроме того, значительно усложняется конструкция многоканальных ИИС, так как они должны включать в себя различные измерительные схемы или различные ИП для преобразования разнородных физических величин в однородную.

В настоящее время в рамках Государственной системы приборов и средств автоматизации разрабатываются ИП с унифицированными выходными сигналами.

В качестве электрических унифицированных выходных сигналов ГОСТ 9895—61 предусмотрены токовые сигналы 0—5, 0—20 и 0—100 мА; сигналы по напряжению постоянного тока 0—10 В; по напряжению переменного тока 0—1 и 0—2 В.

тельные расстояния практически без внесения дополнительной погрешности.

Что касается пневматических и пневмоэлектрических ИП, то они находят преимущественное применение на пожароопасных и взрывоопасных объектах, на которых установка электрических преобразователей не допускается.

Статическая и динамическая характеристики. Статическая характеристика ИП представляет собой функциональную зависимость выходной величины Y от входной X , описываемую аналитическим выражением $Y = f(X)$ или графически (рис. III-1, а). Эту характеристику в большинстве случаев желательно иметь линейной.

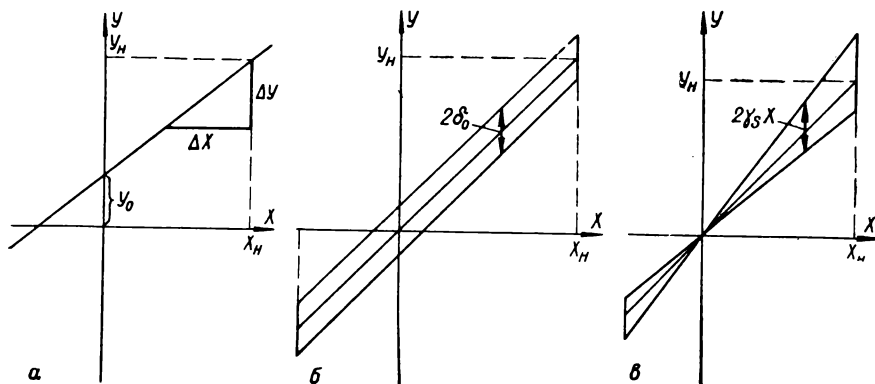


Рис. III-1. Статические характеристики ИП:
 а — идеальная; б — реальная с постоянной статической погрешностью;
 в — реальная с возрастающей статической погрешностью.

Аналитическое выражение линейной характеристики имеет вид

$$Y = Y_0 + SX,$$

где $S = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$ — чувствительность преобразователя; Y_0 — начальное значение выходной величины.

Чувствительность сложного ИП, состоящего из n последовательно соединенных преобразователей, определяется произведением чувствительностей отдельных преобразователей:

$$S_{\text{общ}} = S_1 S_2 \dots S_n. \quad (\text{III-3})$$

Для получения линейной характеристики такого ИП необходимо, чтобы функции преобразования входящих в него преобразователей были линейными и постоянными.

Минимальное отклонение входной величины, вызывающее заметное изменение выходного сигнала, называется порогом чувствительности преобразователя. Значение его принято определять как половинную величину функции неоднозначности преобразования при малых значениях преобразуемой величины. Так, например, порог

чувствительности реостатного преобразователя равен половине толщины проволоки реостата.

Одним из показателей работы преобразователя является его динамический диапазон

$$D_d = \frac{X_n}{\Delta_0},$$

где X_n — предел изменения преобразуемой величины; Δ_0 — порог чувствительности.

Динамический диапазон сложного ИП, состоящего из нескольких последовательно включенных преобразователей, определяется наименьшим динамическим диапазоном входящего в него преобразователя.

Ряд существующих преобразователей имеют нелинейные характеристики. Для получения унифицированного сигнала с линейной характеристикой в ИП применяются различные схемы спрямления. При этом следует иметь в виду, что спрямление характеристики связано с увеличением погрешности преобразования и мощности выходного каскада преобразователя. Поэтому, когда требуется повышенная точность измерения и допустима индивидуальная градуировка, целесообразно использовать ИП без схемы спрямления.

Динамическая характеристика определяет поведение преобразователя в динамике, т. е. при быстрых изменениях входной величины. Она может быть задана дифференциальным уравнением, связывающим входную и выходную величины; переходной характеристикой при скачкообразном изменении входной величины; амплитудно-фазовой частотной характеристикой; амплитудно- и фазо-частотной характеристиками. Амплитудно-частотная характеристика определяет зависимость чувствительности преобразователя от частоты изменения входного сигнала, а фазо-частотная — зависимость сдвига фаз между векторами входной и выходной величин от изменения частоты синусоидального сигнала.

Погрешность. Точность преобразования измерительной информации определяется погрешностью ИП. Погрешности можно разделить на статические и динамические.

Отклонение реальной характеристики ИП от паспортной, возникающее по различным причинам в режиме постоянства входной величины $X = \text{const}$, называется статической погрешностью. Она может состоять из основной погрешности, возникающей при нормальных условиях работы преобразователя, и дополнительной, связанной с влиянием внешних факторов.

Основная погрешность может быть обусловлена нелинейностью, т. е. систематическим отклонением реальной характеристики от расчетной; гистерезисом, т. е. зависимостью характеристики от направления изменения входной величины; случайными повторяющимися отклонениями отдельных точек характеристики при одинаковых условиях влияния помехи; погрешностью градуировки. Погрешность, зависящая от указанных причин, обычно возникает даже при

Помехозащищенность. Если ИП спроектирован без учета требований помехозащищенности, то внешние помехи могут вызвать появление пульсаций на выходе, насыщение усилительного тракта и увеличение статической погрешности. Внешние помехи могут быть обусловлены влиянием электромагнитных полей, наличием паразитных емкостей и сопротивлений утечки между силовыми цепями и входной цепью ИП.

Электромагнитные помехи наводят во входной цепи ИП напряжение, действующее последовательно с преобразуемым сигналом. Влияние этой помехи можно ослабить путем ограничения полосы пропускания ИП и тщательной экранировки входной цепи.

Напряжение помехи, возникающее из-за паразитных емкостей и сопротивлений утечки, прикладывается между одним из зажимов входной цепи и корпусом. Поскольку величина этого напряжения может достигать десятков вольт, то даже небольшие паразитные емкости или сопротивления утечки могут вызывать протекание значительных токов на входе. Уровень этих помех можно снизить за счет шунтирования входной цепи большой емкостью, что эквивалентно уменьшению внутреннего сопротивления датчика и соединительной линии, и за счет экранирования входных цепей и соединения экрана с корпусом ИП. В самой схеме ИП борьба с помехами этого вида осуществляется путем сужения полосы пропускания.

В настоящее время выпускаются помехозащищенные ИП, например ИПТ-1, в котором допускается подача на вход переменного напряжения 15—20 мВ и включение напряжения до 220 В переменного тока между корпусом и входом ИП, при этом изменение показаний не превышает 0,1—0,2%.

Уровень пульсаций и постоянство выходного сигнала. Выходное напряжение или ток ИП не строго постоянны из-за неполной фильтрации несущей частоты и наличия различных помех. Поэтому целесообразно в качестве выходной величины принимать среднее значение напряжения или тока, а уровень пульсаций определять отдельно. За меру пульсаций следует принимать максимальное отклонение выходной величины от среднего значения в установленном режиме, которое принято называть уровнем пульсаций.

Уровень пульсаций выходного сигнала ИП не должен превышать 0,2%. Снижения его можно достигнуть путем сужения полосы пропускания ИП или путем увеличения несущей частоты. В ИП с выходом по постоянному току или напряжению, использующих усилители на несущей частоте, на выходе устанавливаются выпрямители и фазовые демодуляторы. В этом случае выходной сигнал зависит от формы кривой питающего напряжения и повторяет его толчки или колебания, создавая динамическую ошибку ИП. Поэтому при проектировании ИП необходимо учитывать это обстоятельство и стремиться обеспечить независимость выходного сигнала от толчков и плавного изменения питающего напряжения в пределах от +5 до -15% от номинального значения.

самых благоприятных условиях работы преобразователя. Наряду с этим характеристика ИП под влиянием внешних факторов самопроизвольно изменяется во времени. В результате совместного действия этих факторов реальная характеристика ИП из линии превращается в полосу неоднозначности (рис. III-1, б).

Половина ширины этой полосы принимается за номинальную погрешность преобразователя, которая может оставаться постоянной на всем интервале преобразуемой величины, т. е. не зависящей от текущего значения последней (рис. III-1, б), или может возрастать пропорционально текущему значению преобразуемой величины (рис. III-1, в). Первая погрешность называется погрешностью нуля, или аддитивной, а вторая — погрешностью чувствительности, или мультипликативной. В большинстве случаев аддитивная и мультипликативная погрешности присутствуют в ИП одновременно. В этом случае выражение погрешности для текущего значения преобразуемой величины X можно записать в виде двухчленной формулы [Туричин, 1966]:

$$\delta = \delta_0 + \gamma_S X, \quad (\text{III-4})$$

где δ_0 — относительная погрешность нуля; γ_S — относительная погрешность чувствительности.

Величину $X = \delta_0$ принимают за значение порога чувствительности ИП.

Нормирование (задание пределов колебания) внешних факторов, влияющих на погрешность ИП, производится с тем расчетом, чтобы при их воздействии погрешность преобразования не превышала основной погрешности. Если же внешние факторы (температура, изменение питающих напряжений, электромагнитные поля, вибрации, влажность и др.) отклоняются сверх нормированных пределов, то погрешность, вызванная их изменением, относится к дополнительной.

Погрешность ИП, возникающая при изменении преобразуемой величины во времени из-за инерционности звеньев преобразователя, называется динамической. Она может определяться при установившейся скорости преобразуемой величины $\frac{dX}{dt} = \text{const}$ и при установившемся ускорении преобразуемой величины $\frac{d^2X}{dt^2} = \text{const}$.

Если входная величина ИП является периодической функцией времени $X = X_m \sin \omega t$, то после окончания переходного процесса в установившемся режиме выходная величина также будет периодической функцией $Y = Y_m \sin(\omega t + \varphi)$, отличающейся от преобразуемой функции по амплитуде и фазе. С увеличением частоты преобразуемой величины увеличивается сдвиг фаз, а следовательно, и амплитудная погрешность.

Частотный диапазон ИП ограничивается тем значением изменения частоты преобразуемой величины, при котором погрешность ИП не выходит за пределы допустимой.

последующего. Поэтому для каждого преобразователя кроме основной погрешности необходимо устанавливать минимально допустимый предел изменения нагрузки, не вызывающей увеличения основной погрешности, т. е. необходимо нормировать величину обобщенного выходного сопротивления или величину изменения выходного сигнала при отклонении нагрузки в заданных пределах.

В этом случае можно правильно согласовать входное и выходное сопротивление между ИП. Так, например, ИП с выходом по току $0-5 \text{ ма}$ должен иметь выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ не меньше чем

$$R_{\text{вых}} = \frac{200}{\delta} [\text{ком}],$$

где δ — основная погрешность, %.

При этом изменение показаний ИП с нагрузкой до 2 ком не должно превышать основной погрешности. Вторичный ИП с токовым выходным сигналом $0-5 \text{ ма}$ должен иметь небольшое входное сопротивление (порядка 2000 ом), позволяющее последовательно соединять эти преобразователи без особых требований к изоляции линии связи.

В преобразователях с выходным сигналом по напряжению постоянного тока $0-10 \text{ в}$ выходное сопротивление не должно превышать величины

$$R_{\text{вых}} = 20\delta [\text{ом}].$$

Вторичный ИП с выходным сигналом по напряжению должен иметь входное сопротивление не менее 2 ком . Изменение показаний ИП при этом не должно превышать величины основной погрешности.

При расчете допустимой дальности передачи необходимо учитывать общее сопротивление проводов и сопротивление утечки линии связи, так чтобы величина нагрузки с учетом линии связи не превышала указанной для данного преобразователя.

Надежность и срок службы. В измерительных информационных и управляющих системах ИП включаются во входных цепях, причем один преобразователь может выдавать информацию на ряд блоков устройства, поэтому выполнение требований надежности в них весьма важно. Требования надежности могут быть удовлетворены за счет упрощения схемы и конструкции преобразователя, применения качественных элементов и комплектующих изделий с предотвращением искусственным старением их в облегченном режиме работы, исключением контактов и паек.

По степени надежности работы ИП должны разделяться на классы.

Класс	Время надежной работы, ч
1	$> 100\ 000$
2	$2000-100\ 000$
3	$500-2000$
4	< 500

Гальваническое разделение входных и выходных цепей. Если в ИП не предусмотрены специальные меры по гальваническому разделению входной и выходной цепей, то они оказываются связанными через общую «землю» или цепь обратной связи в некоторых преобразователях компенсационного типа. Необходимость гальванического разделения входной и выходной цепей ИП обусловлена тем, что выходные цепи обычно заземляются, в то время как заземление входной цепи недопустимо из-за низкой изоляции цепей датчиков относительно «земли», а в случае многоканальной системы — относительно друг друга. Кроме того, гальваническое разделение входной и выходной цепей позволяет исключить влияние нагрузки на входную цепь ИП.

Однако разделение входной и выходной цепей связано с усложнением схемы преобразователя и увеличением погрешности на 0,2—0,3%. Поэтому целесообразно иметь ИП как с гальваническим разделением входа и выхода, так и без разделения. Последние могут найти применение там, где требуется большая точность преобразования и возможно применение одного общего разделителя на группу преобразователей.

Входное и выходное сопротивление. С увеличением выходной мощности ИП ослабляется влияние помех, шумов и дрейфа нуля на выходной сигнал. Но при этом увеличивается и потребляемая мощность от объекта измерения, т. е. повышается реакция на него, а следовательно, возрастает и систематическая погрешность, имеющая функциональную связь с вызвавшей ее причиной. В ряде случаев потребление мощности от объекта может привести к существенному искажению результатов измерения. Например, для измерения потенциала стеклянного электрода рН-метра без его искажения необходимо иметь измерительный прибор с малым потреблением мощности от датчика, т. е. с большим входным сопротивлением. Однако прибор с высокоомным входом более чувствителен к внешним помехам и имеет большой дрейф нуля.

Взаимодействие ИП с источником сигнала можно характеризовать так называемым обобщенным входным сопротивлением (численный параметр, характеризующий взаимодействие ИП с источником сигнала), размерность которого может быть самой разнообразной в зависимости от вида входной величины преобразователя. С увеличением обобщенного входного сопротивления уменьшается степень зависимости характеристик ИП от свойств объекта измерения. Например, чтобы показания поплавкового уровнемера не зависели от плотности жидкости, поплавок должен быть легким и подвижным, т. е. уровнемер должен иметь большое обобщенное входное сопротивление.

Нагрузочная способность. Свойство ИП противостоять нагрузке характеризуется обобщенным выходным сопротивлением. Взаимовлияние двух последовательно включенных преобразователей тем меньше, чем меньше обобщенное выходное сопротивление предыдущего преобразователя и чем больше обобщенное входное сопротивление

В каждом классе вероятность безотказной работы должна быть в пределах от 0,9 до 0,99.

Срок службы преобразователя определяется в основном допустимой погрешностью и условиями работы. Так, например, срок службы моста, выполненного из манганиновых сопротивлений, очень большой, когда допустимая погрешность ограничена 0,1—0,5% и, наоборот, мал, если допустимая погрешность ограничена 0,01—0,002%. Терморпары и термометры сопротивления при низких температурах работают продолжительное время без заметного изменения чувствительности и быстро ее меняют в условиях высоких температур.

§ III-4. Электромеханические ИП

Реостатные преобразователи

Реостатные ИП, служащие для преобразования механических перемещений в величину омического сопротивления, представляют собой регулируемые омические сопротивления специального исполнения. В отличие от обычных регулируемых реостатов, измерительные реостатные преобразователи имеют однозначную зависимость между величиной сопротивления и преобразуемым перемещением.

Обычно реостатный преобразователь выполняется в виде сопротивления 1 (рис. III-2), намотанного из проволоки на изолированный корпус 2, по которому скользит токосъемный движок 3. Для изготовления проволоки используется манганин, константан, нихром, сплав палладия с вольфрамом и другие материалы, обладающие большим удельным сопротивлением, повышенной стабильностью во времени, малым температурным коэффициентом сопротивления и достаточно высокой твердостью. Каркас может выполняться из текстолита, пластмассы, керамики, алюминия или дюралюминия, покрытого изоляционным слоем. Каркас имеет форму плоской пластины, цилиндра, плоского или цилиндрического кольца, плоского сегмента и т. д. Материалы проволоки и корпуса следует выбирать так, чтобы их коэффициенты температурного расширения отличались незначительно. Иначе изменение температуры преобразователя может привести к ослаблению намотки или к возникновению в ней нежелательных механических напряжений.

Поверхность намотки на корпусе, по которой перемещается контакт токосъемного движка, зачищается от изоляции и полируется. Токосъемный контакт выполняется в виде отдельных проволочек из сплава платины с иридием, или пластинчатых щеток, или ролика из серебра. Контактное давление движка выбирается в зависимости от материала и конструкции контакта и колеблется от 0,003 до 0,1 н.

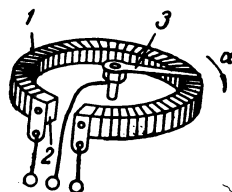


Рис. III-2. Схема реостатного преобразователя кольцевого типа.

Реостатные преобразователи выполняются как с линейной, так и с нелинейной характеристиками.

Характеристика линейного преобразователя выражается зависимостью

$$R_x = \frac{R}{L} X = r_0 X, \quad (\text{III-5})$$

где R — омическое сопротивление преобразователя, *ом*; L — полная длина катушки, *см*; r_0 — сопротивление, приходящееся на единицу длины каркаса, *ом/см*; X — перемещение движка, *см*.

Погрешность дискретности линейного преобразователя

$$\Delta R = R \frac{1}{W}, \quad (\text{III-6})$$

где W — число витков преобразователя.

Нелинейная характеристика преобразователя обеспечивается переменным шагом катушки, изменением диаметра и материала проволоки, применением профильного каркаса или шунтированием части линейного реостата постоянным сопротивлением.

Реостатные преобразователи могут выполняться одно- и многооборотными. Точность воспроизведения функции в них лежит в пределах 0,1—3%, а в преобразователях со специальными корректирующими устройствами она может быть повышена до 0,01%.

К достоинствам реостатных преобразователей следует отнести хорошую воспроизводимость характеристики, большие чувствительность и выходную мощность. Наряду с достоинствами они имеют и недостатки: небольшой срок службы, обусловленный наличием скользящего контакта, и относительно большое усилие, необходимое для перемещения движка.

Тензометрические преобразователи

Тензометрические преобразователи широко применяются при измерении давлений, упругих деформаций и напряжений, возникающих в деталях и узлах машин, в сложных промышленных и строительных конструкциях при статических и динамических нагрузках. Примером эффективного использования тензопреобразователей служат экспериментальные исследования прочностных характеристик самолетов, конструкций мощных турбин, железнодорожных вагонов, рам грузовых автомобилей и т. п. Эти исследования позволили создать ряд прочных, надежных и экономичных самолетов, гидротурбин, значительно снизить вес железнодорожных вагонов и грузовых автомобилей.

Принцип действия омических тензопреобразователей основан на использовании явления тензоэффекта, заключающегося в изменении активного сопротивления преобразователя при его упругой деформации.

данного материала является величиной постоянной. Для металлов μ колеблется в пределах 0,24—0,4, $\nu = 0,5 \div 1,5$, а следовательно, $\gamma = 2 \div 3$.

Если для металлов значение ξ в пределах упругих деформаций не превышает $2,5 \cdot 10^{-3}$, то при $\gamma = 2 \div 3$ относительное изменение сопротивления не превышает 1%.

Материал, применяемый для тензопреобразователей, должен обладать большим значением коэффициента тензочувствительности, малым температурным коэффициентом сопротивления и хорошей воспроизводимостью его характеристик при изготовлении преобразователей. Из металлов этим требованиям лучше всего удовлетворяют материалы, приведенные в табл. III-1 [Туричин, 1966].

Таблица III-1
Характеристика материалов для тензопреобразователей

Материал	Состав, %	Коэффициент тензочувствительности	Удельное сопротивление, <i>ом · мм²/м</i>
Константан	60Cu + 40Ni	1,9—2,1	0,46—0,50
Нихром	80Ni + 20Cr	2,1—2,3	0,90—1,7
Манганин	84Cu + 12Mn + 4Ni	0,47—0,5	0,4—0,45
Никель	Ni	12	0,11
Хромель	65Ni + 25Fe + 10Cr	2,5	0,7—1,1

Стабильность характеристик этих металлов можно повысить путем отжига их в вакууме.

Наряду с металлами для тензопреобразователей применяются и полупроводниковые материалы, такие как кремний, германий, сурьмянистый индий и другие, тензочувствительность которых на один-два порядка выше, чем у металлов. Так, например, тензочувствительность кремния достигает 170.

По виду чувствительного элемента тензопреобразователи разделяются на проволочные, фольговые и пленочные. По конструктивному исполнению они могут быть наклеиваемые и неклеиваемые.

Кроме продольной тензочувствительности тензопреобразователи характеризуются базой и шириной решетки, номинальным сопротивлением, поперечной тензочувствительностью, ползуцестью, сопротивлением изоляции, влагостойкостью, температурным приращением сопротивления. База определяет длину решетки преобразователя, которая колеблется в пределах 1,5—100 мм. Номинальное сопротивление преобразователя лежит в пределах 10—1000 ом. Поперечная тензочувствительность характеризует чувствительность преобразователя в направлении, перпендикулярном к рабочему. Величина ее колеблется от 0 для фольговых преобразователей до 0,25—1% от продольной тензочувствительности для проволочных.

Активное сопротивление проводника при неизменной его температуре определяется из выражения

$$R = \rho \frac{l}{q}, \quad (\text{III-7})$$

где ρ — удельное сопротивление материала; l — длина проводника; q — площадь поперечного сечения проводника.

Если проводник подвергнуть упругой деформации, то изменятся его геометрические размеры и структура материала, а это в свою очередь приведет к изменению его сопротивления. Экспериментально установлено, что относительное изменение сопротивления проводника пропорционально его относительной деформации, т. е.

$$\frac{\Delta R}{R} = \gamma \frac{\Delta l}{l}, \quad (\text{III-8})$$

где γ — коэффициент тензочувствительности материала.

Для определения относительного изменения сопротивления возьмем полный дифференциал выражения (III-7):

$$dR = \frac{l}{q} d\rho + \frac{\rho}{q} dl - \frac{\rho l}{q^2} dq. \quad (\text{III-9})$$

Разделив правую и левую части выражения (III-9) на (III-7) и заменив дифференциалы конечными приращениями, получим выражение для относительного изменения сопротивления:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta q}{q}. \quad (\text{III-10})$$

Из выражений (III-8) и (III-10), учитывая, что $\frac{\Delta q}{q} = 2\mu \xi$, получим уравнение тензочувствительности

$$\gamma = 1 + 2\mu + \frac{1}{\xi} \cdot \frac{\Delta \rho}{\rho}, \quad (\text{III-11})$$

где μ — коэффициент Пуассона, характеризующий величину изменения объема материала в зоне упругих деформаций; $\xi = \frac{\Delta l}{l}$ — относительная деформация.

С изменением структуры материала при деформации меняется его удельное сопротивление. Относительное изменение удельного сопротивления материала пропорционально относительной деформации, т. е.

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \vartheta \xi, \quad (\text{III-12})$$

тогда

$$\gamma = 1 + 2\mu + \vartheta. \quad (\text{III-13})$$

Из полученного выражения видно, что коэффициент тензочувствительности (продольной) зависит от коэффициентов μ и ϑ и для

когда размеры исследуемой детали небольшие, применяют короткобазовый тензопреобразователь (рис. III-4, б). Для измерения давлений изготавливаются тензопреобразователи с круглой решеткой (рис. III-4, в), наклеиваемые на мембрану.

Наряду с фольговыми тензопреобразователями находят применение и пленочные, изготавливаемые путем вакуумной возгонки тензочувствительного материала с последующей конденсацией его на подложку. В качестве материалов для фольговых и пленочных преобразователей кроме металлов применяются полупроводники.

К преимуществам фольговых и пленочных тензопреобразователей следует отнести отсутствие поперечной тензочувствительности, лучшие, чем у проволочных, условия охлаждения, благодаря чему

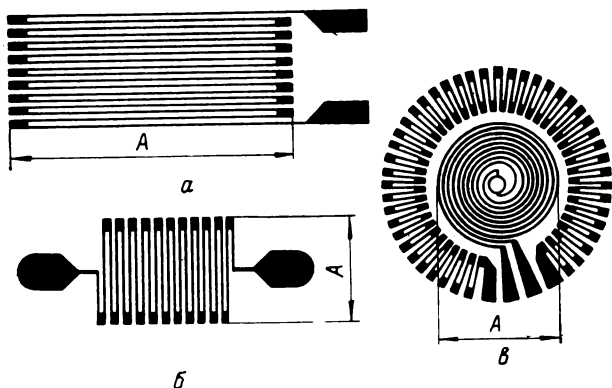


Рис. III-4. Чувствительные элементы наклеиваемых фольговых тензопреобразователей.
А — база преобразователя.

через них можно пропускать значительно большие токи. Кроме того, фольговые и пленочные преобразователи обеспечивают лучшее качество приклейки к испытываемой детали.

Для приклеивания тензопреобразователей к испытываемой детали применяются в зависимости от условий работ различные клеи и цементы.

При нормальных и повышенных температурах используются ацетатно-целлулоидные и бакелитовые клеи, лаки на основе органических смол, кремненитроглифталевые и другие клеящие составы. Для повышенных температур (до $700-800^{\circ}\text{C}$) применяются кремний-органические и специальные цементы на основе жидкого стекла или полисилоксанов с различными наполнителями.

Точность измерения механических напряжений и усилий с помощью наклеиваемых тензопреобразователей достигает $0,3-1\%$, а при соответствующей технологии изготовления и более тщательной тарировке может быть доведена до $0,15\%$. Линейность характеристики достигает $0,1\%$.

Под ползучестью понимают постепенное уменьшение воспринимаемой тензопреобразователем деформации при постоянной деформации детали. Явление ползучести обусловлено релаксацией напряжения в клеевом слое, передающем деформацию от испытываемой детали к решетке.

Температурный коэффициент сопротивления наклеенного тензопреобразователя можно определить из выражения

$$\alpha_T = \alpha_n + (\alpha_d - \alpha_n) \gamma, \quad (\text{III-14})$$

где α_n — температурный коэффициент сопротивления ненаклеенного тензопреобразователя; α_d и α_n — температурные коэффициенты расширения материала детали и материала преобразователя; γ — относительная чувствительность преобразователя.

Для температурной компенсации используются мостовые измерительные схемы, в два смежных плеча которых включаются одинаковые тензопреобразователи. Один из них рабочий, а другой компенсирующий, находящийся в одинаковых температурных условиях с рабочим. Кроме того, температурная компенсация может выполняться включением в цепь измерительного моста термопары, один из спаев которой наклеивается на испытываемую деталь вместе с преобразователем, а также применением составных тензопреобразователей из двух материалов с противоположными по знаку температурными коэффициентами.

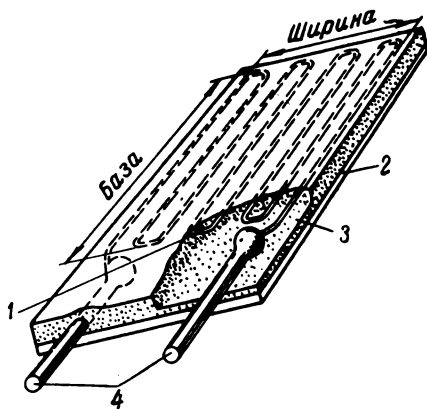


Рис. III-3. Наклеиваемый проволочный тензопреобразователь.

Наклеиваемые тензопреобразователи (рис. III-3) выполняются в виде тонких эластичных изоляционных пластинок, внутри которых встроен чувствительный элемент. Пластины наклеиваются на поверхность испытываемых деталей, при растяжении или сжатии которых преобразователь реагирует на эти деформации. Тонкая проволока 1 диаметром 0,02—0,05 мм зигзагообразно укладывается на подложку 2 из тонкой бумаги или пленки лака и приклеивается к ней специальным клеем 3. Концы проволоки припаиваются или привариваются к выводам 4 из медной проволоки или ленты. Затем преобразователь покрывается сверху бумагой, фетром или лаком.

Тензопреобразователи фольгового типа, обладающие более совершенной технологией изготовления, выполняются из фольги толщиной 4—12 мкм фотохимическим способом, которым можно изготовить любой рисунок решетки.

Преобразователь с прямоугольной решеткой (фиг. III-4, а) применяется для измерения линейных напряженных состояний. В случае,

Ненаклеиваемые тензопреобразователи выполняются из проволоки, наматываемой на изоляторах, укрепленных на перемещающихся деталях. Наибольшее применение находят дифференциальные преобразователи. К достоинствам ненаклеиваемых тензопреобразователей следует отнести малый гистерезис и отсутствие поперечной тензочувствительности.

Тензопреобразователи включаются обычно в мостовые измерительные схемы (рис. III-5) с питанием постоянным или переменным током. В мосте могут быть активными одна или две смежные ветви, образуемые тензопреобразователями T_1, T_2 , которые наклеиваются на испытываемой детали, а две другие ветви образуются стабильными сопротивлениями R_1, R_2 . Для балансировки моста одно из сопротивлений делается переменным или имеет добавочное сопротивление, величину которого можно изменять путем отмотки части провода.

Если элементы мостовой схемы выбраны оптимальными, то ее чувствительность может быть повышена лишь за счет увеличения тензочувствительности преобразователя и за счет увеличения силы тока, протекающего через него. Однако увеличение тока через преобразователь ограничено его теплорассеивающей способностью. Поэтому для увеличения чувствительности в мостовую схему иногда включают по несколько одинаковых тензопреобразователей, наклеиваемых на исследуемую деталь так, что один преобразователь работает на растяжение, а смежный с ним — на сжатие.

Чувствительность может быть повышена также за счет применения импульсного питания. В этом случае чувствительность увеличивается в десятки и сотни раз по току S_I , напряжению S_U и мощности S_P путем повышения напряжения питания измерительной цепи без нарушения нормального режима работы тензопреобразователя. Увеличение чувствительности преобразователя при импульсном питании по сравнению с непрерывным при неизменной в обоих случаях температуре преобразователя определяется из выражения [Левин, Семко, 1966]

$$\frac{S_{I \text{ имп}}}{S_{I \text{ непр}}} = \frac{S_{U \text{ имп}}}{S_{U \text{ непр}}} = \sqrt{\alpha_t}, \quad (\text{III-15})$$

где $\alpha_t = \frac{S_P \text{ имп}}{S_P \text{ непр}}$ — коэффициент тепловой нагрузки преобразователя.

Для питания измерительной схемы прямоугольными импульсами тока выражение для α_t имеет вид

$$\alpha_t = \frac{1 - e^{-\beta}}{1 - e^{-\beta\gamma_n}}, \quad (\text{III-16})$$

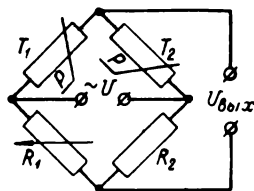


Рис. III-5. Включение тензопреобразователя в мостовую измерительную схему.

где $\beta = \frac{T}{T_1}$; $\gamma_n = \frac{t_n}{T}$; T — период следования импульсов; T_1 — тепловая постоянная времени преобразователя; t_n — длительность питающих импульсов.

Применение импульсного питания позволяет на выходе измерительной схемы получать прямоугольные импульсы напряжения (тока), амплитуда которых пропорциональна значению изменяющегося сопротивления преобразователя. Полученные импульсы легко могут быть преобразованы в цифровой код с помощью быстродействующего аналого-цифрового преобразователя АЦП постоянного тока.

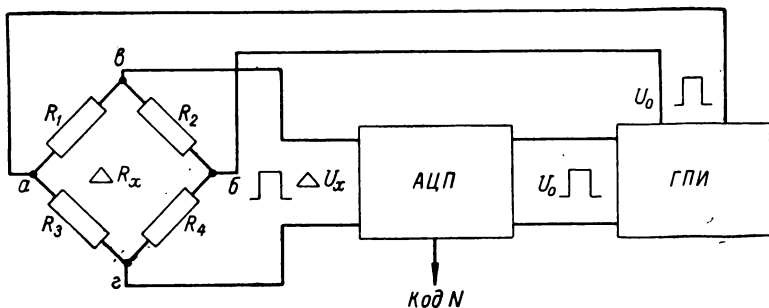


Рис. III-6. Блок-схема тензометрического ИП с импульсным питанием измерительной схемы.

Блок-схема тензометрического ИП при питании моста (R_1, R_2, R_3, R_4) прямоугольными импульсами тока от генератора ГПИ показана на рис. III-6. От генератора прямоугольные импульсы опорного напряжения U_0 поступают на вход АЦП, где они сравниваются с напряжением рассогласования мостовой схемы ΔU_x .

Выходной код N АЦП пропорционален отношению сигналов ΔU_x к U_0 , т. е.

$$N = K \frac{\Delta U_x}{U_0} N_0, \quad (\text{III-17})$$

где K — коэффициент пропорциональности; N_0 — максимальное значение кода АЦП.

Код на выходе АЦП не зависит от параметров импульсов питания U_0 , а определяется лишь отношением измеряемого напряжения ΔU_x к опорному U_0 .

Благодаря импульсному питанию можно увеличить скорость преобразования за счет резкого сокращения длительности переходного процесса в цепях, содержащих реактивные элементы. Кроме того, при импульсном питании снижается потребляемая мощность измерительной цепи, что имеет существенное значение в случае ограниченных ресурсов питания.

Устройство емкостного ИП с переменной площадью, служащего для преобразования угла поворота вала, показано на рис. III-7, б. Два металлических кольца (статор 1 и ротор 2), изолированные друг от друга и имеющие на своих поверхностях выступы и впадины, образуют конденсатор. Ротор, жестко скрепленный с валом, перемещается относительно статора. Величина емкости конденсатора зависит от взаимного расположения выступов. Для преобразования изменения емкости в электрический сигнал к статору через сопротивление R подключается источник постоянного тока U . Выходной сигнал $U_{\text{вых}}$ снимается с сопротивления R . Вместе с емкостью меняется ток в цепи источника.

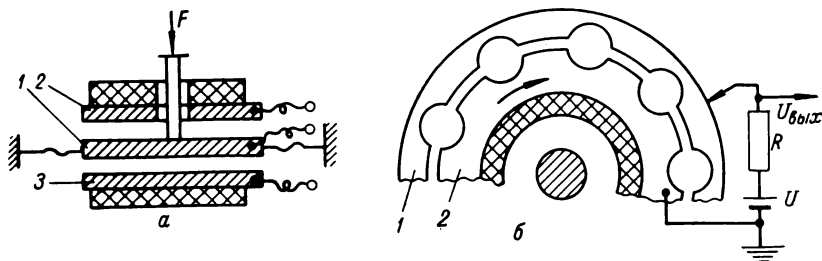


Рис. III-7. Схемы емкостных преобразователей.

Емкостные преобразователи обычно включаются в мостовую измерительную схему. Поскольку внутреннее сопротивление емкостного преобразователя велико, а собственная емкость конденсатора небольшая, необходимо тщательно экранировать все подводящие провода во избежание наводок, а также устранять паразитные утечки, шунтирующие рабочую емкость. Вторичный преобразователь, подключаемый к измерительной диагонали моста, должен потреблять незначительную мощность, т. е. должен иметь большое входное сопротивление.

Для устранения шунтирующего действия подводящих проводов следует применять коаксиальные кабели с двойным экраном. Во избежание наводок промышленной частоты частоту напряжения питания моста следует выбирать повышенной. При этом, как видно из выражения для емкостного сопротивления

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{\delta}{\omega \epsilon S}, \quad (\text{III-19})$$

с увеличением частоты уменьшается внутреннее сопротивление конденсатора и повышается его чувствительность.

При расчете усилий емкостного преобразователя на контролируемый параметр необходимо учитывать силу электростатического

Емкостные преобразователи

Емкостные ИП применяются для преобразования линейных или угловых перемещений, давлений, вибраций, ускорений, уровней жидкости и других величин в электрический сигнал. Кроме того, они используются для анализа состава вещества, так как диэлектрическая проницаемость и потери являются функцией свойств вещества, заполняющего пространство между пластинами конденсатора. Наиболее широко преобразователи этого типа применяются для измерения влажности твердых и жидких тел [Туричин, 1966].

Принцип действия емкостных ИП основан на преобразовании входных величин в изменение емкости конденсатора, которая является функцией расстояния между пластинами δ , эффективной площади S пластин и диэлектрической постоянной ϵ вещества, расположенного между пластинами.

Емкость плоского двухэлектродного конденсатора без учета краевого эффекта определяется формулой

$$C = \frac{\epsilon S}{\delta}. \quad (\text{III-18})$$

С помощью механических воздействий можно изменять расстояние между пластинами δ или площадь S , а следовательно, и емкость конденсатора. Изменение емкости за счет расстояния между пластинами, как видно из уравнения, происходит по гиперболическому закону. Для получения линейной зависимости необходимо ограничивать рабочий ход в пределах 0,1 от начального зазора δ_0 или применять дифференциальные преобразователи. Минимальное расстояние между пластинами конденсатора выбирается с учетом диэлектрической прочности вещества, расположенного между пластинами.

Преобразователи с переменной площадью перекрытия пластин имеют линейную характеристику в большом диапазоне, поэтому могут быть использованы для преобразования больших перемещений. Соответствующим выбором формы пластин можно получить любую функциональную зависимость между линейным или угловым перемещением и изменением емкости.

Емкостные преобразователи могут иметь самое разнообразное конструктивное исполнение. Но независимо от исполнения конструкция преобразователя должна выполняться с соблюдением следующих требований: все элементы должны быть тщательно изолированы друг от друга, геометрические размеры преобразователя не должны изменяться во времени, от воздействия температуры, влажности и динамических нагрузок.

На рис. III-7, *a* показано устройство дифференциального преобразователя с переменным зазором. Пластины 2 и 3 неподвижны. Подвижная пластина 1 закреплена на пружинах и под действием внешней силы F может перемещаться параллельно самой себе, вследствие чего емкость между пластинами 1 и 2 уменьшается, а между пластинами 1 и 3 увеличивается.

Заряды, возникающие от сжатия и растяжения, имеют противоположные знаки.

Если к параллелепипеду приложить силу F_y , направленную вдоль механической оси y , то на гранях, перпендикулярных к электрической оси, возникнут заряды, знаки которых будут противоположны относительно зарядов, возникающих при воздействии усилий вдоль оси x . Величина же зарядов зависит от геометрических размеров элемента и определяется из выражения

$$q = -\alpha F_y \frac{b}{a}, \quad (\text{III-22})$$

где b и a — размеры ребер параллелепипеда.

С увеличением отношения $\frac{b}{a}$ чувствительность преобразователя возрастает.

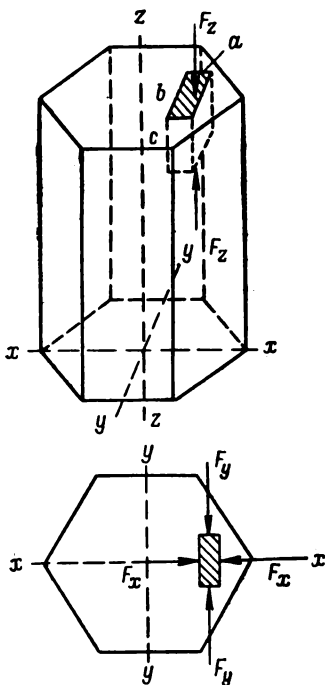


Рис. III-8. Пьезоэлемент из кристалла кварца.

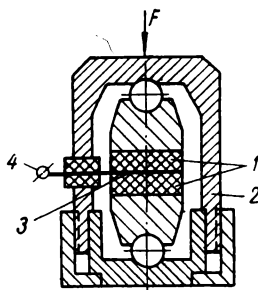


Рис. III-9. Схема пьезоэлектрического преобразователя силы типа ДТ.

Пьезоэффект, возникающий под действием силы, направленной вдоль электрической оси, называется продольным, а под действием силы, направленной вдоль механической оси, — поперечным.

Напряжение U , развиваемое преобразователем на холостом ходу,

$$U = \frac{q}{C_0},$$

где C_0 — собственная емкость преобразователя.

На рис. III-9 показана схема пьезоэлектрического преобразователя силы типа ДТ. В качестве чувствительного элемента в преобразователе применены две кварцевые пластины 1, помещенные в стальном упругом корпусе 2. Внешние грани пластин соединены с корпусом, а внутренние изолированы от него самим кварцем и соединены между собой параллельно. Заряд с пластины снимается

притяжения между подвижной и неподвижной пластинами, величину которой можно определить из выражения

$$F_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{U^2}{\delta^2} \varepsilon S, \quad (\text{III-20})$$

где U — напряжение между пластинами.

В дифференциальном преобразователе силы, действующие между парами пластин, направлены навстречу друг другу и взаимно компенсируются.

К достоинствам емкостных преобразователей следует отнести большую чувствительность, малые вес и размеры. Недостатками являются сильное влияние паразитных емкостей и внешних электрических полей на точность преобразования, необходимость применения источника питания высокой частоты. Кроме того, для снятия сигнала с емкостного ИП необходимо иметь высокочувствительный вторичный преобразователь с большим входным сопротивлением.

Пьезоэлектрические преобразователи

Принцип действия пьезоэлектрических ИП, применяемых для преобразования переменных сил, давлений и ускорений, основан на появлении электрических зарядов на гранях некоторых кристаллов при их механической деформации. Со снятием деформаций электризация кристалла прекращается.

Для изготовления чувствительных элементов преобразователей применяются кристаллы кварца, титаната бария, сегнетовой соли, дигидрофосфата аммония, дигидрофосфата калия, турмалина и др. В зависимости от типа кристалла, размера пластины и ориентации ее граней относительно кристаллографических осей изменяются характеристики чувствительного элемента преобразователя.

Для пояснения сказанного рассмотрим пьезоэлемент из кристалла кварца (рис. III-8), в котором кристаллографическими осями являются оптическая ось $z - z$; электрические оси $x - x$, проходящие через ребра шестигранной призмы нормально к оптической $z - z$; нейтральные, или механические, оси $y - y$, нормальные к граням. Если из этого кристалла вырезать параллелепипед, грани которого параллельны электрической, оптической и механическим осям, и приложить к ним силы F_x и F_y , направленные перпендикулярно к оптической оси, то на гранях, перпендикулярных к электрической оси, возникнут заряды.

Под влиянием сжимающей или растягивающей силы F_x , направленной вдоль оси x , на гранях параллелепипеда, перпендикулярных к оси x , также появятся заряды, величина которых не зависит от геометрических размеров и равна

$$q = \alpha F_x, \quad (\text{III-21})$$

где α — коэффициент, характеризующий чувствительность пьезоэлемента.

с помощью латунной фольги 3 через коаксиальный кабель 4. Диапазон преобразуемых усилий $(0 \div 2) \cdot 10^5$ н. Нелинейность статической характеристики не превышает 3%. Частота собственных колебаний около 30 кгц.

Индуктивные преобразователи

Индуктивный ИП представляет собой электромагнитное устройство для преобразования механического усилия или перемещения в пропорциональную величину индуктивности электромагнитной системы. Эту величину для системы с ферромагнитным сердечником и небольшим воздушным зазором можно определить из выражения [Ступель, 1965]

$$L = \frac{W^2}{Z_m} \text{ [гн]}, \quad (\text{III-23})$$

где $Z_m = \sqrt{(R_{ж} + R_{\delta})^2 + X_m^2}$ — магнитное сопротивление сердечника и воздушного зазора; $R_{ж} = \frac{l}{\mu S_{ж}}$ — активное сопротивление магнитопровода, гн⁻¹; l и $S_{ж}$ — соответственно длина, м, и сечение, м², магнитопровода; $R_{\delta} = \frac{1}{\mu_0 G}$ — магнитное сопротивление воздушного зазора, гн⁻¹; G — линейная проводимость воздушного зазора, м/ом; $X_m = \frac{P_{ж}}{\omega \Phi^2}$ — реактивная составляющая магнитного сопротивления, обусловленная вихревыми токами и потерями на гистерезис, гн⁻¹; $P_{ж}$ — потери в сердечнике и в проводящих элементах конструкции, пронизываемых магнитным потоком Φ , вт; ω — угловая частота, сек⁻¹; $\Phi = \frac{IW}{Z_m}$ — эффективное значение магнитного потока, вб; μ — магнитная проницаемость; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ гн/м = $4\pi \cdot 10^{-9}$ гн/см; I — сила тока, протекающего по катушке электромагнитной системы, а; W — число витков в катушке.

Из приведенного выражения видно, что индуктивность электромагнитной системы преобразователей перемещений и усилий можно менять за счет деформаций, а также изменения числа витков, сопротивления воздушного зазора, сопротивления магнитопровода или реактивного сопротивления. Наибольшее практическое применение получили преобразователи с переменным сопротивлением воздушного зазора. Сопротивление воздушного зазора δ_x (рис. III-10, а) изменяется за счет перемещения якоря 2 относительно сердечника 1 преобразователя. Вследствие этого меняется индуктивность системы, а следовательно, и ток I в катушке в соответствии с выражением

$$i = \frac{\dot{U}_c}{Z} = \frac{U_c}{(R_k + R_n) + \gamma \omega L}, \quad (\text{III-24})$$

где R_k , R_n — омическое сопротивление соответственно катушки и нагрузки; \dot{U}_c — напряжение питания.

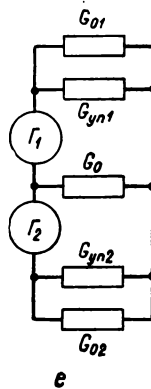
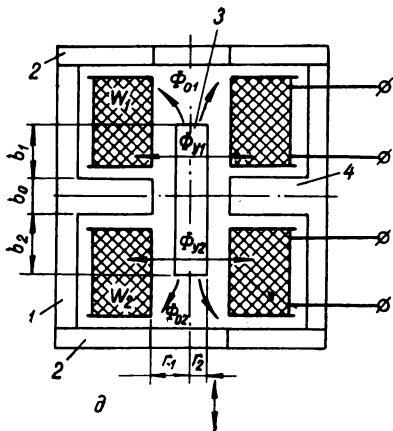
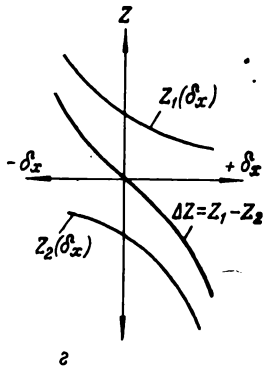
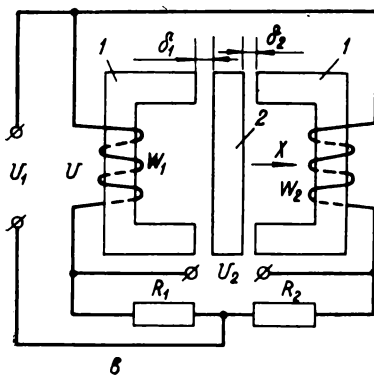
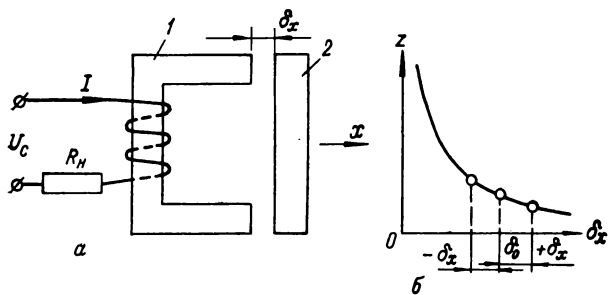


Рис. III-10. Индуктивные ИП.

В практических расчетах при определении индуктивности целесообразно пользоваться формулой

$$L = W^2 G \text{ [эH]}, \quad (\text{III-25})$$

где

$$G = \mu_0 \frac{S}{2\delta_x}.$$

В индуктивных преобразователях, выполненных по схеме, показанной на рис. III-10, а, характеристика нелинейна; сила тока I меняется с изменением питающего напряжения и его частоты; момент противодействия большой. Перечисленные недостатки ограничивают область их применения. На кривой преобразователя (рис. III-10, б) можно выделить лишь небольшой участок $(-\delta_x) \div (+\delta'_x)$ с приближением к линейной характеристике. Эти ИП применяются для преобразования малых перемещений (от долей микрометра до 3—5 мм) и в комплекте с исполнительными устройствами релейного действия.

Для больших линейных перемещений используются цилиндрические преобразователи типа Э, имеющие рабочий ход якоря 30,5 мм и напряжение питания 127 в частотой 50 гц. Аналогичные преобразователи, выпускаемые фирмой АЕГ, имеют рабочий ход якоря от 50 до 2000 мм.

Для устранения недостатков, присущих одинарным преобразователям, применяются дифференциальные ИП. Преобразователь (рис. III-10, в) состоит из двух магнитопроводов I с общим якорем 2 и двух катушек W_1 и W_2 , расположенных на магнитопроводах. В среднем положении якоря воздушные зазоры равны, т. е. $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$.

Магнитные проводимости системы и индуктивности катушек W_1 и W_2 равны друг другу. При смещении якоря на величину $\Delta\delta_x$, например, влево увеличивается проводимость, а следовательно, и индуктивность левого магнитопровода и уменьшается правого:

$$L_1 = W_1^2 G_1; \quad L_2 = W_2^2 G_2; \quad L_1 > L_2.$$

Катушки преобразователя включаются в два смежных плеча моста, в котором два других плеча образованы омическими сопротивлениями R_1 и R_2 . Вместо омических сопротивлений могут быть также использованы вторичная обмотка трансформатора питания со средней точкой, два дросселя или дроссель со средним выводом. Мост питается переменным напряжением.

В равновесном положении моста, т. е. при $\delta_1 = \delta_2$, выходное напряжение в измерительной диагонали равно нулю ($U_1 = 0$). При смещении якоря от нейтрали в измерительной диагонали возникает напряжение разбаланса. Фаза этого напряжения изменяется при прохождении якорем нейтрального положения. Как видно из рис. III-10, г, характеристика преобразователя проходит через начало координат и линейный участок составляет около 40—60% от среднего значения зазора.

Конструктивно дифференциальные преобразователи могут выполняться также в виде соленоидов цилиндрической формы (рис. III-10, д). Здесь роль ярма выполняет цилиндр 1 с крышками 2. Якорь 3, перемещающийся внутри катушек W_1 и W_2 , выполнен также в виде цилиндра. Для увеличения проводимости между якорем и ярмом посередине цилиндра расположен диск 4 из ферромагнитного материала. Катушки преобразователя обычно выполняются с равным числом витков $W_1 = W_2$.

Индуктивность каждой катушки определяется магнитной проводимостью для потоков Φ_1 в верхней части магнитопровода и Φ_2 в нижней. В свою очередь каждый из них состоит из потока Φ_0 , замыкающегося через торцы якоря и крышки цилиндров, и Φ_y , замыкающегося через цилиндр якоря и чериметр цилиндра ярма. Таким образом,

$$\Phi_1 = \Phi_{01} + \Phi_{y1}; \quad \Phi_2 = \Phi_{02} + \Phi_{y2}. \quad (\text{III-26})$$

В соответствии со схемой замещения (рис. III-10, е) магнитные проводимости для потоков обеих катушек при промежуточных положениях якоря определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} G_1 &= \frac{G_0 G_{01} + G_{y1}}{G_0 + G_{01} + G_{y1}}; \\ G_2 &= \frac{G_0 G_{02} + G_{y2}}{G_0 + G_{02} + G_{y2}}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-27})$$

где $G_0 = \mu_0 \pi \frac{(R_1 + R_2) b_0}{(r_1 - r_2)}$; $G_{y1} = \frac{g b_1}{3}$; $G_{y2} = \frac{g b_2}{3}$; g — удельная проводимость якоря.

Вычислив G_1 и G_2 при определенном положении якоря, можно найти индуктивности катушек:

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= W_1^2 G_1; \\ L_2 &= W_2^2 G_2. \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-28})$$

В среднем положении якоря относительно магнитопровода магнитные проводимости обеих частей электромагнитной системы равны друг другу ($G_1 = G_2$) и, следовательно, индуктивности также равны ($L_1 = L_2$). При смещении якоря, например, вверх проводимость G_1 увеличивается, а G_2 уменьшается.

Величина напряжения питания U_1 преобразователя выбирается с учетом допустимой температуры перегрева $\theta_{\text{доп}}$ и допустимой величины магнитной индукции B_m в ферромагнитном сердечнике по формулам

$$\frac{P_a}{\mu_0 S_{\text{Охл}}} \leq \theta_{\text{доп}} = t_{\text{max}} - t_{\text{окр max}}; \quad (\text{III-29})$$

$$U_1 = 4,44 B_m S_{\text{ж}} W f, \quad (\text{III-30})$$

где t_{\max} — максимальная допустимая температура преобразователя; $t_{\text{окр max}}$ — максимальная окружающая температура; $P_a = \sum I^2 r + P_{\text{ж}}$ — активная мощность, выделяемая в преобразователе; I — ток в обмотке; r — активное сопротивление обмотки; $P_{\text{ж}}$ — потери в железе; $\mu_0 = 0,1 \div 0,2 \text{ вт/дм}^2 \cdot \text{град}$ — коэффициент теплоотдачи; $S_{\text{охл}}$ — поверхность охлаждения преобразователя, дм^2 ; $S_{\text{ж}}$ — сечение магнитопровода, м^2 ; f — частота тока питания.

При активных сопротивлениях плеч мостовой схемы $R_1 = R_2 = R_0$ ток

$$I = \frac{U_1}{2Z_0}. \quad (\text{III-31})$$

Величина B_m для шихтованных магнитопроводов выбирается в пределах $0,4-1,0 \text{ тл}$. Для получения максимальной выходной э. д. с. преобразователя номинальное сопротивление всех четырех плеч моста следует выбирать одинаковым.

Дифференциальные соленоидные преобразователи находят широкое применение в датчиках давления, расхода и уровня. Погрешность индуктивных преобразователей лежит в пределах $0,1-1,5\%$.

Трансформаторные преобразователи

Трансформаторный ИП, работающий на принципе преобразования входной механической величины в пропорциональное значение взаимной индукции, представляет собой две системы обмоток с магнитопроводом и подвижным якорем. Одна система обмоток (первичная) питается переменным током, а с другой (вторичной) снимается выходной сигнал, величина которого зависит от индуктивной связи между системами обмоток, изменяемой за счет перемещения якоря под действием преобразуемой величины.

Эффективное значение э. д. с., наводимой во вторичной обмотке потоком первичной обмотки,

$$U_0 = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \Phi_m W = 4,44 \Phi_m W f, \quad (\text{III-32})$$

где $\omega = 2\pi f$ — угловая частота питающего тока; W — число витков вторичной обмотки; Φ_m — амплитудное значение магнитного потока, пронизывающего вторичную обмотку, *вб*.

Существует большое разнообразие трансформаторных преобразователей [Агейкин, Костина, Кузнецова, 1965], из которых здесь мы рассмотрим лишь дифференциально-трансформаторные преобразователи (ДТП), получившие широкое практическое применение в системах автоматического контроля и управления производственными процессами [Бутусов, 1963а].

В зависимости от формы магнитопровода различают ДТП с плоской формой магнитопровода и с цилиндрической. Плоские ДТП могут быть выполнены с отдельным магнитопроводом и общим

якорем (рис. III-11, а) и с общим магнитопроводом и общим якорем (рис. III-11, б). В обоих случаях магнитопроводы набираются из Ш-образных листов трансформаторной стали. В первом преобразователе имеются две первичные обмотки W_1 и две вторичные W_2 , расположенные на средних магнитопроводах 1, между которыми перемещается якорь 2. Первичные обмотки, имеющие одинаковое число витков, включаются последовательно и обтекаются общим током I . Вследствие этого в каждой из обмоток создается м. д. с., равная IW_1 . Магнитный поток в каждом магнитопроводе складывается из потока рассеяния между полюсами Φ_y и рабочих потоков между полюсами и якорем Φ_{p1} и Φ_{p2} .

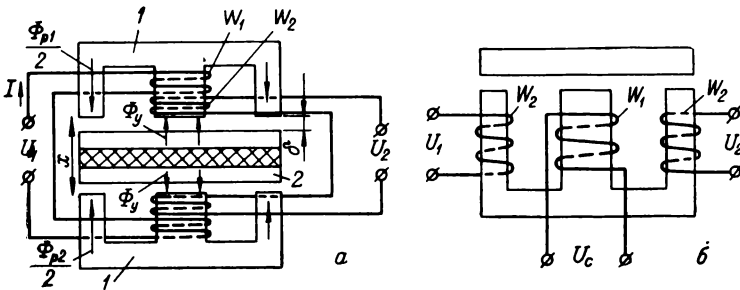


Рис. III-11. Плоские ДТП.

Величина потока Φ_y одинакова в обоих магнитопроводах и не зависит от положения якоря. Величина рабочих потоков зависит от м. д. с. первичных обмоток и магнитной проводимости между полюсами и якорем:

$$\begin{aligned} \Phi_{p1} &= \sqrt{2} IW_1 G_1; & \Phi_{p2} &= \sqrt{2} IW_1 G_2; & (III-33) \\ \Phi_y &= \sqrt{2} IW_1 G_y. \end{aligned}$$

Э. д. с., наводимая во вторичных обмотках, имеющих одинаковое число витков,

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \frac{\omega}{\sqrt{2}} W_2 (\Phi_{p1} + \Phi_y) = \frac{\omega}{\sqrt{2}} IW_1 W_2 (G_1 + G_y); \\ U_2 &= \frac{\omega}{\sqrt{2}} IW_1 W_2 (G_2 + G_y). \end{aligned} \right\} (III-34)$$

В нейтральном положении якоря, т. е. при равенстве воздушных зазоров, а следовательно, и магнитных проводимостей, э. д. с., наводимые во вторичных обмотках, равны ($U_1 = U_2$).

В большинстве ДТП вторичные обмотки включаются встречно, при этом выходная э. д. с.

$$\Delta U = U_1 - U_2 = \sqrt{2} \omega IW_1 W_2 \Delta G, \quad (III-35)$$

где ΔG — изменение проводимостей рабочих зазоров при смещении якоря от нейтрали.

С переходом якорем нейтрального положения фаза выходного напряжения изменяется на 180° .

Во втором преобразователе (рис. III-11, б) на среднем сердечнике магнитопровода расположена первичная обмотка W_1 , а на крайних — вторичные W_2 . Магнитный поток Φ , создаваемый первичной

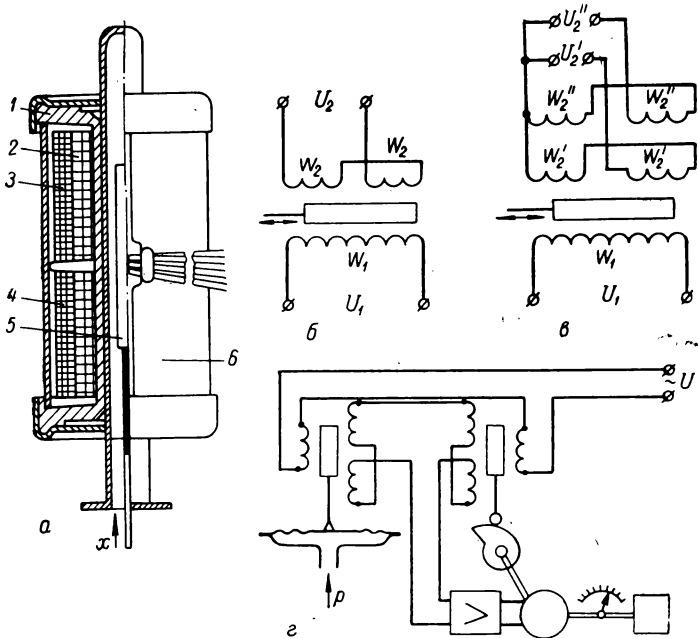


Рис. III-12. ДТП цилиндрической формы.

обмоткой, разветвляется влево и вправо пропорционально магнитным проводимостям G_1 и G_2 этих частей магнитопровода. В нейтральном положении якоря $G_1 = G_2$ и, следовательно, э. д. с., наводимые во вторичных катушках, также равны ($U_1 = U_2$). С изменением положения якоря изменяются значения проводимостей, а следовательно, и выходные напряжения.

ДТП цилиндрической формы выполняются в виде соленоидов (рис. III-12, а). Преобразователь состоит из немагнитного корпуса 1, на котором размещены первичная 2 и две вторичные катушки 3 и 4, имеющие одинаковое число витков. Внутри катушек перемещается цилиндрический ферромагнитный плунжер 5, выполненный в виде сплошного или полого цилиндра. Снаружи катушки охвачены цилиндрическим магнитопроводом б из электротехнической стали. Во избежание короткозамкнутого витка магнитопровод разрезан. К первичной обмотке W_1 подводится переменное напряжение U_1 ,

а со вторичных W_2 , включенных встречно (рис. III-12, б), снимается выходной сигнал, величина которого зависит от положения плунжера. В среднем положении плунжера выходной сигнал равен нулю. При смещении плунжера от нейтрального среднего положения возникает сигнал U_2 , величина которого пропорциональна смещению плунжера. При переходе плунжером нейтрального положения фаза сигнала изменяется на 180° .

В тех случаях, когда необходимо к одному преобразователю подключить два вторичных прибора, гальванически не связанных между собой, на каркасе наматываются две пары вторичных обмоток (рис. III-12, в). Число витков и диаметр провода катушек обуславливаются в основном двумя требованиями: минимальным влиянием линии связи между преобразователем и вторичным прибором на результаты измерений и максимальной чувствительностью. Линейность характеристик преобразователя может достигать 0,1%. Погрешность преобразователя колеблется в пределах 0,5—1,5%.

ДТП соленоидного типа широко применяются в качестве преобразователей для манометров, дифманометров, расходомеров, уровнемеров и других приборов при включении их в уравновешенную схему измерения (рис. III-12, г) [Бутусов, 1963а].

Ферродинамические преобразователи угла поворота

Ферродинамические преобразователи (ПФ) широко применяются в уравновешенных схемах автоматического контроля и регулирования, в устройствах дистанционной передачи показаний, а также в схемах сложения, вычитания, умножения и деления контролируемых величин.

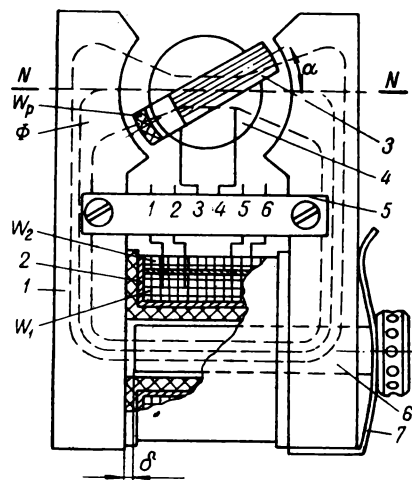


Рис. III-13. Ферродинамический преобразователь.

Преобразователь (рис. III-13) состоит из магнитопровода в виде шихтованного яра 1, сердечника 4, плунжера 6 с пружиной 7. В сердечнике укреплены агатовые подпятники, в которых на кернах установлена поворотная рамка 3. Концы обмотки W_p рамки выведены через спиральные пружины к клеммам № 3 и 4 колодки 5. Рамка может поворачиваться вокруг своей оси в радиальном магнитном поле в пределах угла $\pm 20^\circ$. На плунжере расположена катушка 2 с обмотками возбуждения W_1 и смещения W_2 , служащая для смещения нулевого значения выходной э. д. с. Концы этих обмоток также выведены на колодку соответственно к клеммам № 1, 2 и 5, 6.

Отечественной промышленностью выпускается шесть основных модификаций преобразователей (табл. III-2), которые конструктивно выполняются одинаково и отличаются лишь обмоточными данными.

Таблица III-2
Характеристика ферродинамических преобразователей

Модификация	Напряжение питания обмотки возбуждения, в	Примечание
ПФ1 ПФ2	60 12	Обмотки смещения нет Характеристика <i>a</i>
ПФ3 ПФ4	60 12	Обмотки смещения нет Характеристика <i>b</i>
ПФ5 ПФ6	60 12	Обмотки смещения нет Характеристика <i>c</i>

Принцип работы преобразователя заключается в следующем. Обмотка возбуждения W_1 создает переменное магнитное поле, индукция которого B равномерна в зоне радиальных полюсов. В нейтральном положении рамки (линия NN) магнитный поток не пересекает плоскости рамки и величина наводимой в ней э. д. с. равна нулю. При повороте рамки на угол α от нейтрали в ней индуцируется э. д. с.

$$U_p = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \psi = 2 \frac{\omega}{\sqrt{2}} B_a l W_p R_p \alpha, \quad (\text{III-36})$$

где ψ — потокосцепление рамки; B_a — амплитудное значение индукции в зазоре, вб/м^2 ; l — активная длина провода рамки, пересекаемого полем, м ; R_p — средний радиус рамки, м ; W_p — число витков рамки; α — угол поворота рамки, рад .

Если ω и B_a сохраняются постоянными, то значение наводимой э. д. с. в рамке пропорционально ее углу поворота:

$$U_p = k\alpha,$$

где k — коэффициент преобразования.

Фаза U_p изменяется на 180° при переходе рамки через нейтральное положение.

Графики зависимостей $U_p = f(\alpha)$ различных модификаций преобразователей показаны на рис. III-14. Значение U_p изменяется от $-U_{p\text{max}}$ при $\alpha = -20^\circ$ до $+U_{p\text{max}}$ при $\alpha = +20^\circ$. Преобразователи обладают тремя основными характеристиками (a , b и c). Все остальные могут быть получены соответствующим подключением обмотки смещения к обмотке рамки. Изменением величины зазора δ с помощью плунжера δ (рис. III-13) можно изменять наклон основной

характеристики, что весьма важно для согласования характеристик преобразователей, работающих в одной схеме. Номинальное значение выходного напряжения при $\alpha = 20^\circ$ составляет 1 в. Нелинейность характеристики не превышает 0,4%. Максимальный момент, необходимый для поворота рамки на полный угол, не превышает 10^{-5} н.м. Потребляемая мощность примерно 6 вт. Вес преобразователя около 0,5 кг.

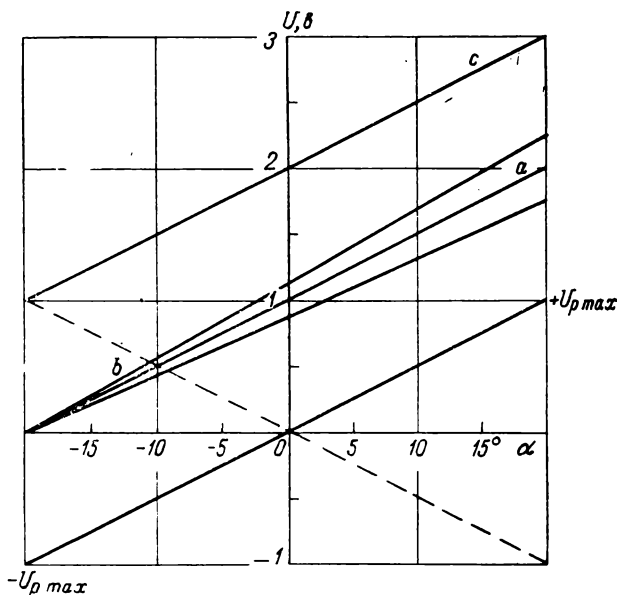


Рис. III-14. График зависимостей $U_p = f(\alpha)$.

Принципиальная измерительная схема компенсационного типа с ферродинамическими преобразователями показана на рис. III-15. Обмотки возбуждения первичного $ПФ_1$ и вторичного $ПФ_2$ преобразователей подключаются последовательно к источнику питания, а обмотки рамок включаются встречно. Последовательное включение обмоток возбуждения преобразователей, обтекаемых общим током, позволяет уменьшить фазовые сдвиги между напряжениями возбуждения и соответственно снизить дополнительную погрешность от изменения напряжения питания, а также снизить влияние сопротивления линии связи.

Рамка $ПФ_1$ кинематически связывается с чувствительным элементом датчика, следовательно, угол поворота ее α_1 и э. д. с. U_1 пропорциональны контролируемой величине. Рамка $ПФ_2$ кинематически связана с выходной осью двигателя $Д$ вторичного прибора. Выходная э. д. с. рамки U_2 пропорциональна углу поворота α_2 .

где S — крутизна преобразователя; $U_{o.c} = k_1 i_b \alpha_{o.c}$ — напряжение обратной связи; k_1 — коэффициент пропорциональности $\Pi\Phi_{o.c}$; $\alpha_{o.c}$ — угол поворота рамки $\Pi\Phi_{o.c}$.

Тогда

$$i_b = \frac{SU_{вх}}{1 + Sk_1\alpha_{o.c}}.$$

Если $Sk_1\alpha_{o.c} \gg 1$, то $i_b = \frac{U_{вх}}{k_1\alpha_{o.c}}$ и не зависит от крутизны S .

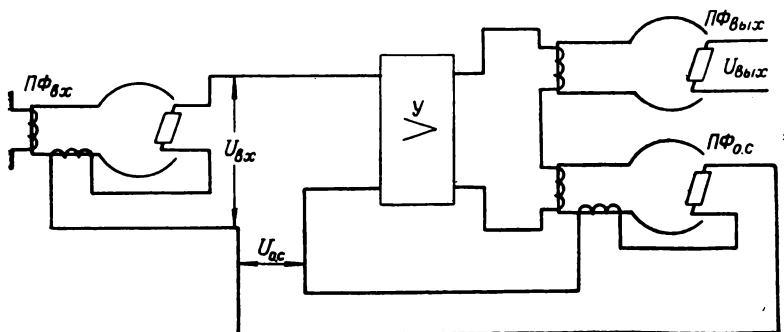


Рис. III-16. Блок-схема преобразователя ПЭФ.

Выходное напряжение $U_{вых}$, снимаемое с рамки $\Pi\Phi_{вых}$, определяется по формуле

$$U_{вых} = k_2 i_b \alpha = \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{U_{вх} \alpha}{\alpha_{o.c}}, \quad (III-38)$$

где α — угол поворота рамки $\Pi\Phi_{вых}$; k_2 — коэффициент пропорциональности $\Pi\Phi_{вых}$.

Из выражения (III-38) видно, что выходное напряжение является функцией трех независимых переменных, из которых $U_{вх}$ и α можно изменять от нуля до максимального значения, а изменение $\alpha_{o.c}$ связано с точностью преобразования и величиной номинального значения выходного напряжения.

Индукционные преобразователи

Индукционный ИП представляет собой устройство, состоящее из магнитной системы в виде постоянного магнита с расположенной в нем катушкой. С изменением магнитного поля магнитной системы или скорости перемещения катушки относительно магнита под действием преобразуемой величины в катушке преобразователя индуцируется э. д. с., пропорциональная скорости изменения поля или перемещения. Эти ИП применяются для преобразования скорости линейных или угловых перемещений в электрические сигналы.

В ИП с переменным магнитным полем последнее меняется за счет изменения сопротивления магнитной цепи при уменьшении или

При идентичных характеристиках преобразователей $\alpha_1 = \alpha_2$ выходная э. д. с. схемы

$$\Delta U = U_1 - U_2.$$

Под воздействием ΔU двигатель D вращается и устанавливает рамку $P\Phi_2$ в равновесное положение, в котором $\Delta U = 0$. Угол поворота рамки пропорционален измеряемой величине.

С помощью ферродинамических преобразователей можно выполнять основные арифметические операции над величинами, заданными в виде унифицированных сигналов переменного тока или углов поворота. Сигналы суммируются с помощью последовательного синфазного включения сигналов преобразователей, а вычитаются при противофазном их включении. При этом обмотки возбуждения всех преобразователей включаются последовательно.

Ферродинамический преобразователь позволяет также выполнять умножение двух независимых переменных, одна из которых задается в виде напряжения переменного тока, а вторая — в виде угла поворота рамки. Выходное напряжение преобразователя будет пропорционально произведению вводимых сомножителей.

Обмотка возбуждения $P\Phi$ при этом должна питаться током, пропорциональным напряжению, соответствующему одному из сомножителей. Для получения такой зависимости служит преобразователь ПЭФ (рис. III-16), который обеспечивает пропорциональную зависимость между входным напряжением и током возбуждения преобразователя с погрешностью, не превышающей $\pm 0,5\%$. Преобразователь состоит из входного ферродинамического преобразователя $P\Phi_{вх}$, усилителя переменного тока $У$, преобразователя обратной связи $P\Phi_{о.с}$ и выходного $P\Phi_{вых}$ [Диденко и др., 1964].

Преобразуемое напряжение $U_{вх}$ и в противофазе напряжение обратной связи $U_{о.с}$, снимаемое с $P\Phi_{о.с}$, подаются на вход усилителя. Выходной ток усилителя питает обмотки возбуждения $P\Phi_{вых}$ и $P\Phi_{о.с}$, соединенных последовательно.

Ток возбуждения

$$i_b = S (U_{вх} - U_{о.с}), \quad (III-37)$$

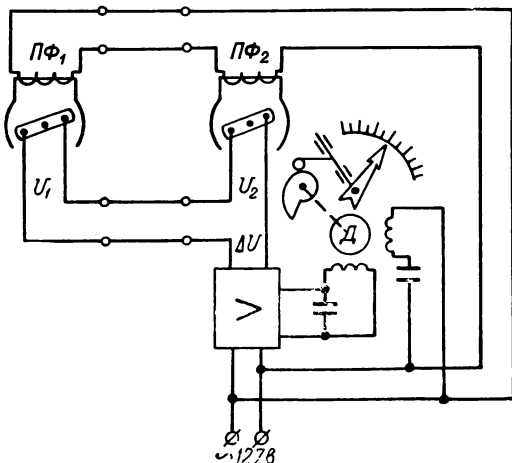


Рис. III-15. Измерительная схема компенсационного типа с ферродинамическими преобразователями.

увеличении ее воздушного зазора. Например, в ИП для контроля скорости движения ферромагнитных деталей (рис. III-17, а) проводимость воздушных зазоров магнитной системы изменяется в зависимости от положения контролируемых деталей. В катушке, связанной с полем магнита, наводится э. д. с. переменного знака

$$U = W \frac{d\Phi}{dt}, \quad (\text{III-39})$$

где W — число витков катушки.

Скорость изменения магнитного потока определяется скоростью движения детали.

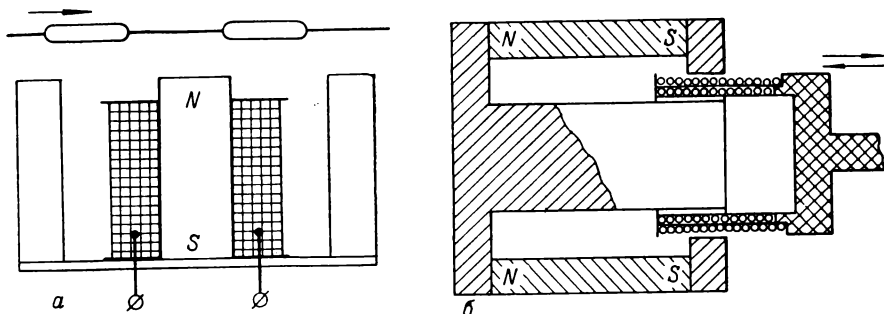


Рис. III-17. Индукционные ИП.

В ИП с постоянным магнитным потоком индуцированная э. д. с. наводится в катушке за счет линейного или углового перемещения последней в зазоре магнита (рис. III-17, б). В некоторых конструкциях ИП перемещается магнит относительно неподвижной катушки. Расчет таких преобразователей сводится к расчету магнитной цепи и э. д. с. обычными методами, применяемыми для магнитов постоянного тока [Сотсков, 1965].

Преобразователи с силовой компенсацией

Ограниченные возможности повышения точности и чувствительности ИП прямого преобразования и непрерывно растущие требования к повышению точности привели к интенсивному развитию ИП компенсационного типа. С помощью компенсационного метода можно снизить до минимума влияние колебаний питающего напряжения и частоты, изменений окружающей температуры, нелинейности чувствительных элементов, а также повысить чувствительность и точность ИП. Преобразователи компенсационного типа, работающие по принципу следящей системы, широко применяются для преобразования как электрических, так и неэлектрических величин (механических, тепловых, световых, химических и др.) [Агейкин, Костина, Кузнецова, 1965; Бутусов, 1964в; Туричин, 1966].

Структурная схема компенсационного ИП показана на рис. III-18. Он состоит из цепей прямого и обратного преобразования. Первая включает в себя предварительный преобразователь $ПП$, преобразующий входную величину $X_{вх}$ в величину X , удобную для сравнения и дальнейшего ее преобразования; устройства сравнения $УС$ величины X с величиной обратной связи X_{β} ; преобразователь $П_n$, выполняющий усиление и преобразование сигнала рассогласования ΔX в промежуточный сигнал Y ; выходной преобразователь $П_{вых}$ промежуточной величины Y в выходную $Y_{вых}$.

Цепь обратного преобразования, или, как ее обычно называют, обратной связи, состоит из обратного преобразователя $ОП$ промежуточной величины Y в компенсирующую величину X_{β} , обычно однородную с величиной X .

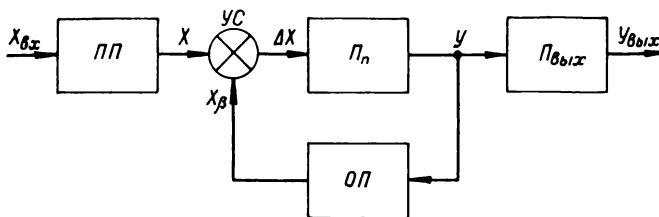


Рис. III-18. Структурная схема ИП компенсационного типа.

В том случае, когда в ИП происходит линейризация характеристики датчика, $ОП$ выполняет и функциональное преобразование величины Y . Коэффициент передачи части цепи прямого преобразования, охваченной обратной связью, обозначим через K , а коэффициент передачи цепи обратной связи — через K_{β} .

Из рассмотрения структурной схемы компенсационного ИП видно, что предварительный и выходной преобразователи не охвачены отрицательной обратной связью. При относительно больших погрешностях этих преобразователей может оказаться бессмысленным применение компенсационного метода.

В компенсационных ИП выходная величина обычно либо повторяет входную, либо воспроизводит ее в заданном масштабе с некоторой погрешностью. В зависимости от состояния системы эти погрешности могут быть динамическими и статическими. Первые, обусловленные наличием в системе инерционных элементов сил трения, свободных ходов и другими причинами, присутствуют в переходном режиме. В статическом режиме ИП могут присутствовать статические погрешности, обусловленные структурой и конструктивными особенностями ИП, влиянием сил трения, зазоров и т. п.

В зависимости от характеристик и структуры компенсационные ИП разделяются на статические и астатические. В статических ИП величина недокомпенсации $\Delta X = X - X_{\beta}$ непостоянна и возрастает с увеличением преобразуемой величины. Выходная величина в ста-

тическом преобразователе пропорциональна величине недокомпенсации, поэтому эти преобразователи иногда называют пропорциональными. В астатических ИП величина недокомпенсации ΔX , обусловленная либо наличием сухого трения, либо зоной нечувствительности, после окончания переходного процесса принимает одно и то же значение. Это вызвано тем, что астатические системы имеют интегрирующее звено в цепи прямого преобразования (в виде двигателя, контура RC и т. п.), которое устраняет статическую погрешность.

Принципиально астатические ИП можно выполнить с меньшей погрешностью, чем статические, однако они уступают статическим по быстрдействию. Астатический преобразователь, содержащий в себе в качестве интегрирующего звена двигатель, часто строится по схеме с силовой компенсацией. Выходным сигналом такого преобразователя является либо угол поворота вала, либо напряжение переменного тока.

В статических ИП выходной сигнал выдается в виде постоянного тока или напряжения. Следует заметить, что статическая система может быть легко превращена в астатическую путем включения интегрирующего звена в цепь прямого преобразования.

Возвращаясь к структурной схеме ИП (рис. III-18), рассмотрим некоторые ее свойства.

Сигнал на выходе ИП статического типа можно определить из выражения

$$Y_{\text{вых}} = K_{\text{п.п}} K_{\text{вых}} K_{\text{о.с}} X_{\text{вх}}, \quad (\text{III-40})$$

где $K_{\text{о.с}} = \frac{K_{\text{п}}}{1 + K_{\text{п}} K_{\beta}}$ — коэффициент преобразования цепи, охваченной обратной связью; $K_{\text{п.п}}$, $K_{\text{вых}}$, $K_{\text{п}}$, K_{β} — соответственно коэффициенты преобразования преобразователей.

Величина недокомпенсации ΔX определяется из выражения

$$\Delta X = \frac{1}{1 + K_{\text{п}} K_{\beta}} X. \quad (\text{III-41})$$

При анализе ИП удобнее пользоваться понятием относительной недокомпенсации или статизмом системы

$$\delta = \frac{\Delta X}{X} = \frac{1}{1 + K_{\text{п}} K_{\beta}}. \quad (\text{III-42})$$

Обычно величина $K_{\text{п}}$ выбирается довольно большой, поэтому с большой степенью точности можно считать, что $K_{\text{п}} K_{\beta} \gg 1$, и тогда

$$K_{\text{о.с}} \approx \frac{1}{K_{\beta}}. \quad (\text{III-43})$$

Из полученного выражения следует, что коэффициент преобразования цепи, охваченной отрицательной обратной связью, определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи

и свойствами этой цепи. Чем больше коэффициент преобразования K_n и коэффициент передачи цепи обратной связи K_β , тем меньше величина статизма. Однако предельные значения K_n и K_β ограничиваются условиями устойчивости замкнутой системы.

При выбранных параметрах структурной схемы преобразователя и выбранной величине статизма можно проверить устойчивость системы, пользуясь известными методами. Если при этом система окажется неустойчивой или будет иметь малый запас устойчивости, то необходимо увеличить величину статизма δ или ввести в систему стабилизирующие звенья. Эти звенья могут быть включены в цепь как прямого, так и обратного преобразования. При этом следует иметь в виду, что включение стабилизирующих звеньев в цепь обратного преобразования может увеличить погрешность преобразователя, так как погрешность обратного преобразователя целиком входит в суммарную погрешность ИП. Погрешность же звеньев цепи прямого преобразования, охваченных отрицательной обратной связью, падает пропорционально уменьшению δ и может быть снижена до весьма малой величины. Однако при снижении δ все большую роль в суммарной погрешности ИП начинает играть погрешность обратного преобразователя и звеньев, не охваченных обратной связью. Поэтому введение глубокой отрицательной связи в ИП имеет смысл только в том случае, когда погрешность обратного преобразователя и звеньев, не охваченных обратной связью, значительно меньше погрешности прямого преобразователя.

Таким образом, при конструировании ИП необходимо стремиться к тому, чтобы как можно больше звеньев охватить цепью отрицательной обратной связи. Последнюю следует выполнять из элементов со стабильными характеристиками, т. е. с малой погрешностью цепи обратного преобразования.

Поскольку компенсационные ИП являются замкнутыми системами, то математический анализ происходящих в них процессов можно производить методами, разработанными в теории следящих систем.

На принципе силовой компенсации разработана широкая номенклатура преобразователей давления, разрежения и перепада давления газа; расхода газа и жидкости; температуры пара, газа и жидкости; уровня и плотности жидкости, а также усилия в пропорциональный сигнал постоянного тока. К этой группе преобразователей относятся сифонные манометры МАС-Э1, МС-Э1, вакуумметр сифонный ВС-Э1, тягомеры сифонные ТС-Э1, ТС-Э2, напоромеры сифонные НС-Э1, НС-Э2, дифманометр колокольный ДКО-Э1, дифманометр-расходомер колокольный ДКО-ЭР1, дифманометры мембранные ДМ-Э1—ДМ-Э5, дифманометры сифонные ДС-Э3—ДС-Э5, дифманометры-расходомеры мембранные ДМ-ЭР3—ДМ-ЭР5, дифманометры-расходомеры сифонные ДС-ЭР3—ДС-ЭР5, термометры манометрические газовые ТГ-Э1, ТГ-Э2, термометры манометрические ртутные ТР-Э1—ТР-Э3, датчики усилий и др. Во всех этих преобразователях, являющихся статическими, применен уни-

На заданный диапазон измерения преобразователь настраивается изменением передаточного отношения рычагов за счет перемещения наездника 4 вдоль рычага 2. Начальное значение выходного сигнала (нуля) устанавливается при помощи пружины корректора нуля 3.

Для компенсации усилия F , развиваемого мембраной, силовой механизм должен развивать компенсирующее усилие $F_{o.c}$, для чего необходимо через рамку магнитоэлектрического устройства пропустить определенный ток, создаваемый за счет соответствующего смещения якоря индикатора от нейтрали. Вследствие этого компенсация получается неполной на величину $\delta = \delta_1 - \delta_2$, где δ_1 и δ_2 — величина деформации мембраны при полной и неполной компенсации.

Поскольку процесс компенсации происходит при весьма незначительных деформациях мембраны, то выходное напряжение индикатора рассогласования, а следовательно, и ток в рамке магнитоэлектрического устройства пропорциональны величине деформации. В случае полной компенсации сила тока I пропорциональна δ_1 , а при неполной — δ_2 .

Усилие, развиваемое мембраной под действием на нее давления газа p ,

$$F = pS = c\delta_1, \quad (\text{III-44})$$

где S — эффективная площадь мембраны, м^2 ; c — жесткость мембраны, н/м .

Компенсирующее усилие, развиваемое магнитоэлектрическим устройством,

$$F_{o.c} = K_c I = c\delta_2, \quad (\text{III-45})$$

где K_c — коэффициент преобразования магнитоэлектрического устройства, н/а .

Выходное напряжение индикатора рассогласования

$$\Delta U = K_U K_n (\delta_1 - \delta_2), \quad (\text{III-46})$$

где K_U — коэффициент, учитывающий относительные колебания напряжения питания; K_n — коэффициент преобразования индикатора, в/м .

Выходной ток усилителя $I = K_y \Delta U$, или с учетом уравнений (III-44—III-46)

$$I = \frac{F}{\frac{c}{K_U K_n} + K_c}, \quad (\text{III-47})$$

где K_y — крутизна характеристики усилителя, а/в .

фицированный магнитоэлектрический силовой механизм, который компенсирует усилия, развиваемые чувствительным элементом первичного преобразователя.

Силовой механизм (рис. III-19) состоит из системы рычагов 2, 5, 6, индикатора рассогласования 9 дифференциально-трансформаторного типа, усилителя 10 и магнитоэлектрической системы 11. Усилие F , развиваемое чувствительным элементом, например мембраной 1 при воздействии на нее давления газа p , вызывает поворот

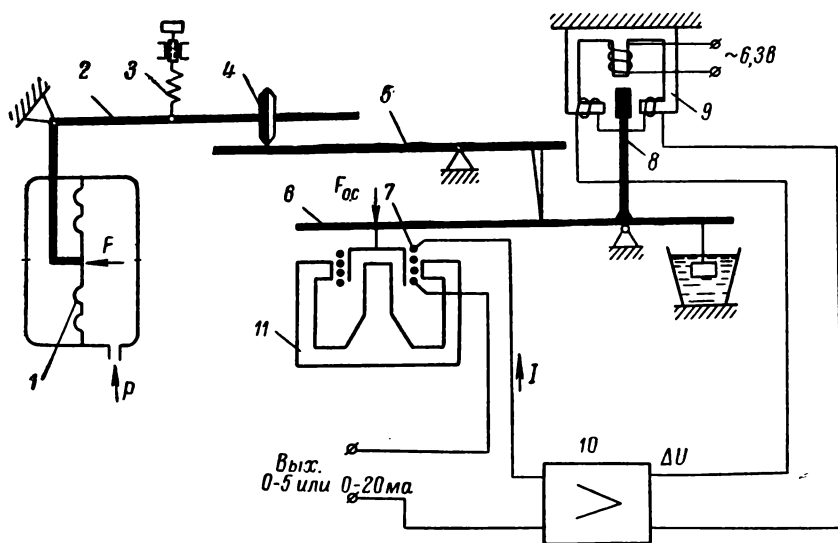


Рис. III-19. Схема силового механизма ИП с магнитоэлектрической системой уравнивания.

рычагов 2, 5, 6 вокруг своих осей. С поворотом рычага 6 смещается якорь 8 индикатора рассогласования от среднего положения, в результате чего на выходной обмотке индикатора возникает напряжение рассогласования ΔU переменного тока. Это напряжение подается на усилитель 10, откуда в виде сигнала постоянного тока поступает на выход преобразователя и в последовательно соединенную с ним катушку 7 магнитоэлектрического устройства 11. В последнем ток преобразуется в пропорциональное усилие F_{oc} , которое через рычажную систему 6, 5, 2 компенсирует преобразуемое усилие F .

Для усиления сигнала рассогласования применяется полупроводниковый усилитель УП-20 с пределами изменения выходного тока 0—20 ма или УП-20-5 с пределами выходного тока 0—5 ма, представляющий собой тот же УП-20 с копирующей приставкой УК-5, которая преобразует напряжение, создаваемое на нагрузочном сопротивлении УП-20 при прохождении через него тока 0—20 ма, в постоянный ток 0—5 ма.

Статизм системы можно определить из выражения

$$\delta = \frac{I_1 - I_2}{I_1} = \frac{\frac{1}{K_c} - \frac{1}{c/(K_U K_Y K_H) + K_c}}{\frac{1}{K_c}} = 1 - \frac{K_c}{K_c + \frac{c}{K_U K_Y K_H}}, \quad (\text{III-48})$$

где I_1 и I_2 — ток, проходящий через катушку соответственно при полной и неполной компенсации.

В случае полной компенсации, когда

$$\frac{c}{K_U K_Y K_H} \ll K_c,$$

система получается с интегральной характеристикой

$$I = \frac{F_{0.c}}{K_c}. \quad (\text{III-49})$$

Из выражения для статизма следует, что, чем больше K_c , K_U , K_Y и K_H , тем меньше статизм системы, т. е. меньше ее погрешность. Соответствующим выбором значений этих коэффициентов величину статизма системы можно уменьшить до 0,2—0,5%.

Выходной сигнал преобразователя может передаваться по двухпроводной линии на расстояние до 5—10 км. При этом суммарное сопротивление внешней нагрузки и линии связи не должно превышать 1000 ом для усилителя УП-20 и 2500 ом для УП-20-5.

С силовой компенсацией выполнены также измерительные преобразователи электронной агрегатной системы ЭАУС.

Основным устройством любого ИП системы ЭАУС является электромеханический преобразователь Э-2Д1 (рис. III-20), служащий для непрерывного преобразования углового или линейного перемещения первичного преобразователя в пропорциональный сигнал постоянного тока. Преобразователь состоит из магнитоэлектрического гальванометра Г-Э и высокочастотного генератора Э-1. Колебательный контур $L_1 C_1$ сеточной цепи генератора вынесен в блок гальванометра и расположен вблизи алюминиевого флажка 3, укрепленного на рычаге 1. Под действием внешней силы F , создаваемой чувствительным элементом или углом поворота спиральной пружины 2, поворачивается рычаг 1, вызывая перемещение флажка. Последний изменяет режим работы генератора с колебательным контуром в анодной цепи $L_2 C_2$ и, следовательно, постоянную составляющую анодного тока I лампы Л генератора. Анодный ток I генератора, который одновременно служит выходным сигналом преобразователя, протекает по рамке 4 гальванометра и нагрузке R_H и создает отрицательную обратную связь. Под действием усилия $F_{0.c}$ обратной связи рычаг возвращается в исходное состояние с некоторым статизмом.

Рабочий диапазон изменения выходного тока составляет 0,5—5 ма. Основная погрешность при окружающей температуре $+20 \pm$

$\pm 3^\circ \text{C}$ не превышает $\pm 0,5\%$ от диапазона угла поворота. Диапазон угла поворота конца спиральной пружины $0 - (28 \pm 2^\circ)$, при этом момент, необходимый для поворота конца пружины на предельный угол, составляет $15 \cdot 10^{-4} \text{ н.м.}$ Колебание сопротивления нагрузки в пределах $1-3 \text{ ком}$ практически не вызывает дополнительной погрешности.

В случае применения гибридной системы автоматического контроля и управления, состоящей из электрических и пневматических устройств, для связи этих устройств между собой необходимо преобразование электрического сигнала в давление воздуха. Такое

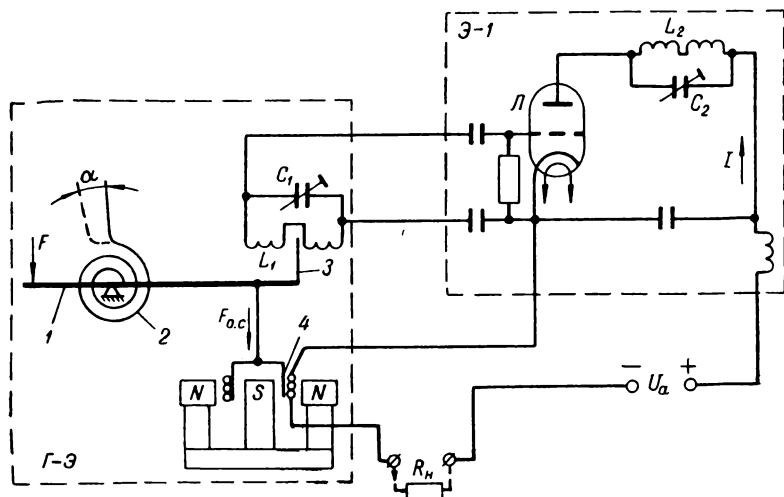


Рис. III-20. Схема электромеханического преобразователя Э-2Д1.

преобразование может выполняться с помощью электропневматического преобразователя ЭПП-180 (рис. III-21). Преобразователь изменения постоянного тока в пропорциональное ему изменение давления работает на принципе силовой компенсации. Преобразуемый ток протекает по катушке 1, связанной с рычагом 11, создает усилие, втягивающее катушку в зазор магнита 2. Вместе с катушкой поворачивается рычаг 11, приближая к соплу 10 расположенную на рычаге заслонку. Вследствие этого в межсопловой камере 4 вторичного пневматического реле увеличивается давление, которое в свою очередь повышает давление на выходе преобразователя. Выходное давление через сильфон обратной связи 8, рычаг 9 и тягу 7 воздействует на рычаг 11. Таким образом, электромагнитное и пневматическое усилия уравниваются.

Чтобы уменьшить влияние изменения давления питающего воздуха на погрешность преобразования, в нем предусмотрено устройство постоянного перепада 5 с дросселем 6. Дроссель 3 выпол-

сопротивление R_k . Падение напряжения на R_k уравнивает т. э. д. с. термопары.

В системе ЭАУС для связи электрических блоков с пневматическими и пневматических с электрическими имеются электропневматический ЭП-56А и пневмоэлектрический ПЭ-55А преобразователи

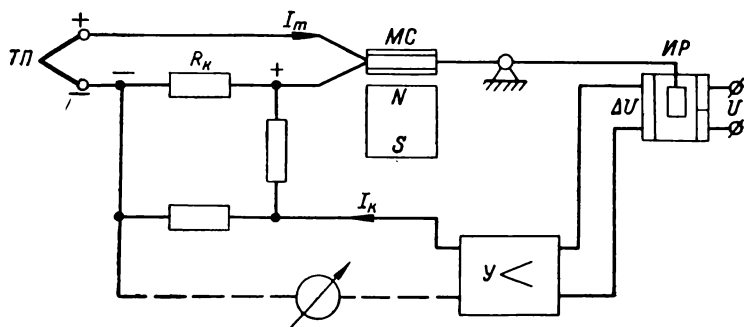


Рис. III-22. Схема ИП с силовой компенсацией для преобразования т. э. д. с. термопары.

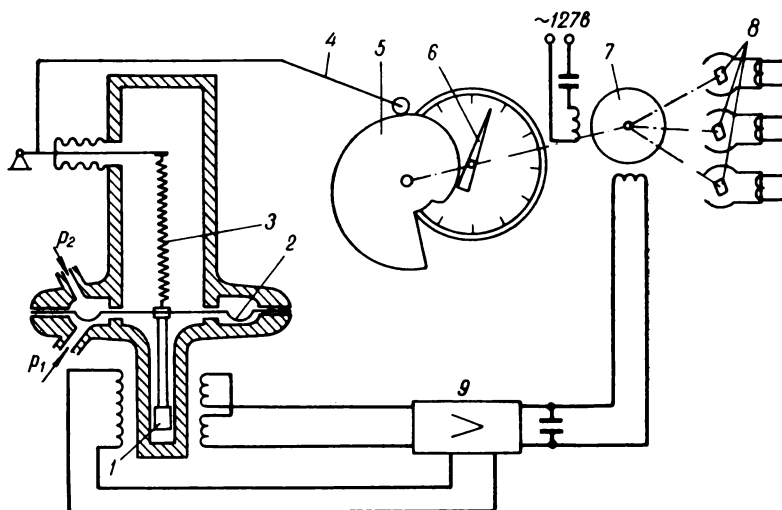


Рис. III-23. ИП разности давлений типа ДМК.

ЭП-56А, выполняющий преобразование постоянного тока $0,5-5$ ма в пропорциональное давление воздуха $(1,961 \div 9,806) \cdot 10^4$ н/м², состоит из блока гальванометра Г-Э, преобразователя Э-2Д, двухкаскадного пневматического усилительного реле и сильфона с пружиной. Подвижная система гальванометра Г-Э управляет с помощью устройства «сопло — заслонка» двухкаскадным усилителем пневма-

няет роль положительной обратной связи, повышающей чувствительность и быстрдействие преобразователя.

Диапазон преобразуемых токов составляет 1—5 ма, при этом выходное давление воздуха изменяется в пределах $(1,961 \div 9,806) \times 10^4 \text{ н/м}^2$. Основная погрешность составляет $\pm 1\%$ от диапазона изменения выходного давления. Преобразователь предназначен для работы при окружающей температуре от +10 до +50° С и относительной влажности от 30 до 80%.

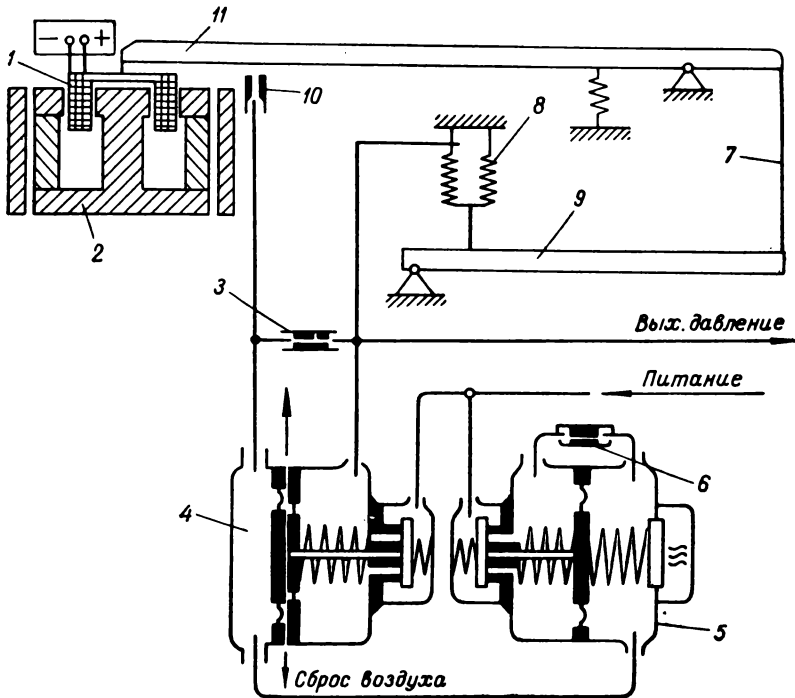


Рис. III-21. Схема электропневматического преобразователя ЭПП-180.

Пропорциональные преобразователи с силовой компенсацией могут выполняться также и для непосредственного преобразования электрических величин. Так, например, фирмой «Аскания» (ФРГ) разработан преобразователь с силовой компенсацией для преобразования т. э. д. с. термопары (рис. III-22). Т. э. д. с., развиваемая термопарой $TП$, прикладывается к рамке магнитоэлектрической системы $МС$, в результате чего в ее цепи протекает ток I_T . Последний вызывает поворот рамки и связанного с ней рычага. При повороте рычага смещается якорь индикатора рассогласования $ИР$ и на его выходной обмотке возникает напряжение рассогласования ΔU . Это напряжение после прохождения через усилитель $У$ и преобразования в постоянный ток I_k подается на выход и компенсационное

В процессе рассмотрения этих ИП не будем касаться вторичных (нормирующих) ИП для тепловых преобразователей. Они будут рассмотрены в разделе электронных ИП.

Термоэлектрические преобразователи

Принцип работы термоэлектрических преобразователей основан на зависимости между т. э. д. с., возникающей в цепи, составленной из разнородных проводников, и температурами мест их соединений. Если составить цепь из любого числа разнородных проводников и температуры мест их соединения сделать неодинаковыми, то в цепи возникнет т. э. д. с., величина которой зависит от значения темпе-

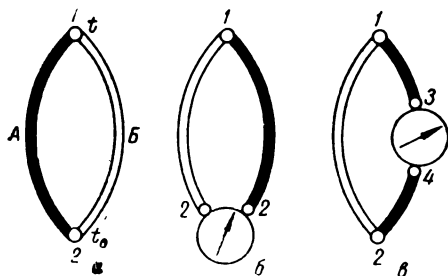


Рис. III-24. Схемы термопар.

ратур в местах соединения проводников и их материала. Если же температуры мест соединения проводников сделать одинаковыми, то э. д. с. в цепи не будет, в какой бы последовательности ни соединялись проводники. Термоэлектрическая цепь, составленная из двух разнородных проводников, называется термоэлектрическим преобразователем или термопарой.

Один спай, помещаемый в среду, температура которой измеряется, называется рабочим, а второй, температура которого поддерживается постоянной, — нерабочим. Термопару с включенным в ее цепь измерительным прибором обычно называют термоэлектрическим пирометром.

Т. э. д. с., возникающая в цепи термопары (рис. III-24, а), является разностью функций температур мест соединения проводников А и В:

$$U_{AB}(t, t_0) = f(t) - f(t_0),$$

где t и t_0 — температуры соответственно рабочего и нерабочего спаев.

Поскольку температура нерабочего спая поддерживается постоянной, то

$$U_{AB}(t, t_0) = f(t) - C = f_1(t), \quad (III-50)$$

т. е. т. э. д. с. термопары есть функция температуры рабочего спая.

Зависимость (III-50) находится из градуировочных таблиц термопар, и определение неизвестной температуры t сводится к измерению т. э. д. с., развиваемой термопарой при поддержании температуры нерабочего спая t_0 неизменной.

Электроизмерительный прибор в цепь термопары включается либо в разрыв цепи нерабочего спая 2 (рис. III-24, б), либо в разрыв одного из электродов термопары (рис. III-24, в). В первом случае

тического реле, выходной сигнал которого подается в сильфон обратной связи. Преобразователь имеет входное сопротивление около 200 ом. Погрешность преобразования не превышает $\pm 1\%$ от диапазона изменения входного сигнала.

ПЭ-55А, преобразующий пневматический сигнал в виде давления сжатого воздуха $(1,961 \div 9,806) \cdot 10^4$ н/м² в пропорциональный постоянный электрический ток 0,5—5 ма, состоит из измерительного элемента — сильфона с пружиной — и электромеханического преобразователя Э-2Д. Перемещение сильфона под действием сжатого воздуха через систему рычагов вызывает поворот управляющей оси преобразователя Э-2Д, который в свою очередь преобразуется в пропорциональный сигнал постоянного тока. Основная погрешность преобразователя не превышает $\pm 1\%$ от диапазона изменения входного сигнала.

Преобразователь с астатической характеристикой типа ДМК, служащий для преобразования разности давлений, показан на рис. III-23. Принцип преобразователя основан на автоматической компенсации силы, развиваемой мембраной 2 при воздействии на нее разности давлений p_1 и p_2 . Под действием этой разности мембрана прогибается и перемещает связанный с ней сердечник 1 дифференциально-трансформаторного преобразователя, вследствие чего возникает напряжение разбаланса, которое поступает на усилитель 9. Выходное напряжение усилителя подается на двухфазный двигатель 7. Последний поворачивает связанное с его осью лекало 5, которое в свою очередь, воздействуя на уравнивающую пружину 3 через рычаг 4, возвращает мембрану и сердечник в исходное положение. При этом сила, развиваемая мембраной, уравнивается усилием пружины. Ось лекала связана со стрелкой 6 шкалы и с рамками ферродинамических преобразователей 8 дистанционной передачи. С помощью смены пружины 3 и мембраны 2 можно изменять пределы преобразуемых величин. Преобразователь рассчитан на диапазон изменения разности давлений от 519 до 15 700 н/м².

§ III-5. Тепловые ИП

Тепловые ИП, применяемые для преобразования температуры в сигнал, удобный для дальнейшего его преобразования и передачи по линии связи, работают на принципе изменения физических свойств тел под действием температуры. Причем в них используются изменения не всех известных нам физических свойств тел, а лишь тех, которые однозначно связаны с изменением температуры и мало подвержены влиянию других факторов. К таким свойствам относятся возникновение т. э. д. с. в спая двух различных металлов, изменение интенсивности излучения, изменение электрической проводимости тела, тепловое расширение тел и др. На использовании этих свойств построены соответственно термоэлектрические, термометрические, манометрические и другие ИП температуры.

Термопары хромель — копель устойчиво работают в окислительной среде и менее устойчиво в восстановительной среде до температур 600°C .

Для защиты термопар от воздействия на них контролируемой среды применяется соответствующая защитная арматура [Бутов, 1963а].

Выходные сигналы термопар при небольшом количестве контролируемых точек непосредственно подаются на вход измерительного устройства. В случае работы термопар с ИИС, на вход которой должны подаваться унифицированные сигналы, выходные сигналы

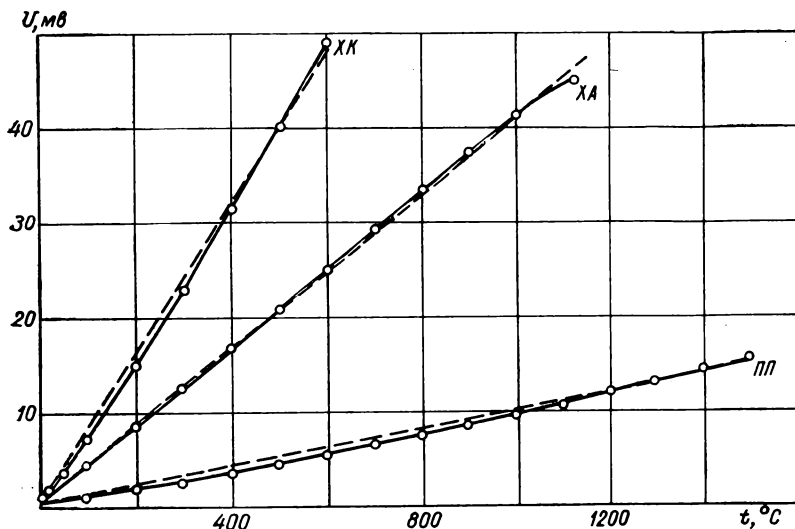


Рис. III-25. Градуировочные характеристики термопар при температуре вращающихся концов 0°C . ХХ — хромель — копель; ХА — хромель — алюмель; ПП — платинородий — платина.

термопар приводятся к унифицированным с помощью нормирующего преобразователя. При унификации выходных сигналов термопар необходимо учитывать нелинейность характеристик, которая у некоторых термопар достигает 5—6% (рис. III-25). Нелинейность термопары может быть уменьшена за счет разбивки преобразуемого предела температуры на подпределы или введением в нормирующем преобразователе спрямляющего устройства.

Пирометрические преобразователи излучения

Принцип работы пирометрических преобразователей основан на использовании зависимости интенсивности и спектрального состава излучения от температуры излучающего тела.

Согласно закону Кирхгофа отношение интенсивности монохроматического излучения I_{λ} к коэффициенту поглощения A_{λ} для длины

термопара имеет три спая: один рабочий 1 и два нерабочих 2; температура последних должна быть одинаковой и постоянной. Во втором случае термопара имеет четыре спая: один рабочий 1, один нерабочий 2 и два нейтральных 3 и 4. Нерабочий спай должен иметь постоянную температуру t_0 , а температура нейтральных спаев 3 и 4 должна быть одинаковой. Для выполнения этого условия спай 3 и 4 должны размещаться на одной колодке по возможности ближе друг к другу. При нарушении равенства температур нерабочих спаев 2 (рис. III-24, б) или нейтральных 3, 4 (рис. III-24, в), т. э. д. с. термопары изменяется на величину т. э. д. с. паразитной термопары, составленной из соединительных проводников в паре с термоэлектродами. Поэтому в цепи пирометра не следует применять проводники, дающие в паре значительные т. э. д. с., даже там, где температуры поддерживаются приблизительно постоянными.

Обе схемы измерения (рис. III-24, б, в) дают одинаковые результаты при соответственно одинаковых рабочих и нерабочих спаях, так как т. э. д. с. термопары не изменяется от введения в ее цепь третьего проводника. Нерабочие спай отводят по возможности дальше от зоны высокой температуры и помещают в специальную коробку или термостат с известной температурой. При этом используются термоэлектродные (компенсационные) провода в соответствующей изоляции. Эти провода должны быть термоэлектрически идентичными с наращиваемыми электродами термопары, т. е. они не должны давать т. э. д. с. в местах соединения их с электродами термопары. Иногда вся проводка от термопары до вторичного ИП или измерительного прибора выполняется термоэлектродными проводами. В этом случае нерабочие спай размещаются непосредственно в измерительных приборах, что значительно облегчает введение поправки на температуру нерабочих спаев, как это делается в автоматических потенциометрах [Бугусов, 1963а].

Термопары в зависимости от материала электродов подразделяются на две основные группы: из благородных и из неблагородных металлов. К первой группе относится платинородий-платиновая термопара типа ТПП; ко второй — термопары хромель-алюмелевая ТХА, хромель-копелевая ТХК и термопары типа ТНК, не требующие поправки на температуру нерабочих концов.

Для измерения температур в пределах 1100—1600° С применяются термопары платинородий — платина, один электрод которых выполняется из чистой платины, а другой — из сплава 90% Pt + 10% Rh. Т. э. д. с., развиваемая этой термопарой при 1600° С, равна 16,76 мВ (при температуре нерабочего спая, равной нулю).

Для измерения температур ниже 1100° С используются термопары из неблагородных металлов. Термопара хромель — алюмель хорошо работает в окислительной среде благодаря образованию при нагреве тонкой защитной пленки окислов, препятствующих дальнейшему окислению металла. Термопара может длительное время работать при температуре контролируемой среды до 1000° С.

где $T_{\text{ч}}$ — яркостная температура тела (показания пирометра), °K;
 $\xi_{\lambda} = \frac{I_{\lambda}}{I_{\lambda\text{ч}}}$ — коэффициент монохроматического излучения (меньше единицы); I_{λ} — интенсивность монохроматического излучения реального тела при температуре T ; $I_{\lambda\text{ч}}$ — интенсивность монохроматического излучения абсолютно черного тела при той же температуре T .

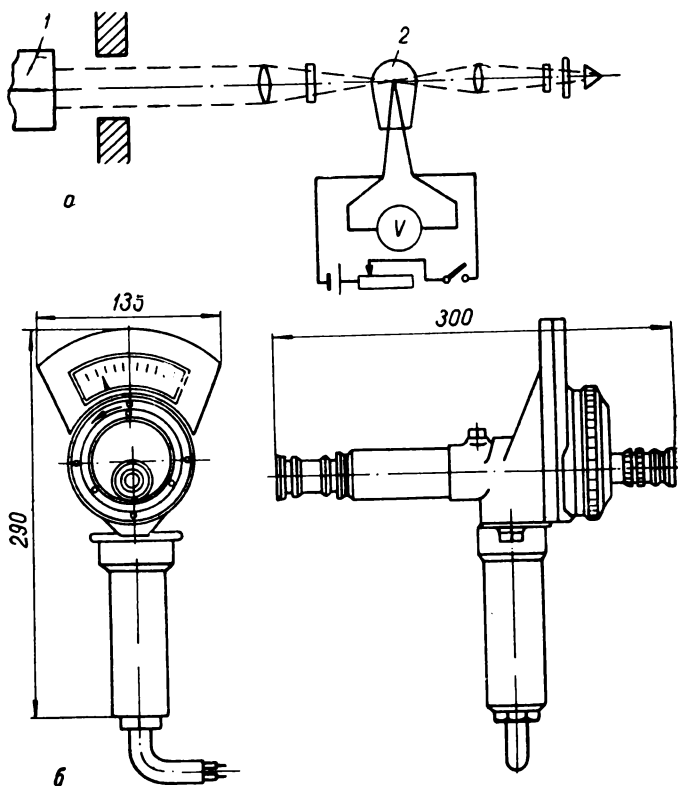


Рис. III-26. Оптический пирометр ОППИР-0-17.
 а — схема; б — внешний вид.

Обычно значение коэффициента ξ_{λ} для важнейших физических тел дается в специальных таблицах.

Полная или интегральная интенсивность излучения абсолютно черного тела при температуре T может быть вычислена по формуле

$$S_{T\text{ч}} = \int_{\lambda}^{\lambda=\infty} C_1 \lambda^{-5} \left(e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1 \right)^{-1} d\lambda = \sigma T^4, \quad (\text{III-54})$$

где $\sigma = 4,96 \cdot 10^{-8} \text{ дж/м}^2 \cdot \text{сек} \cdot \text{град}^4$.

волны λ одинаково для всех тел и является лишь функцией температуры этих тел:

$$\frac{I_{\lambda 1}}{A_{\lambda 1}} = \frac{I_{\lambda 2}}{A_{\lambda 2}} = \frac{I_{\lambda \text{ч}}}{A_{\lambda \text{ч}}} = f(T), \quad (\text{III-51})$$

где индексы 1, 2 соответствуют разным телам, индекс ч — абсолютно черному телу.

Если в формуле (III-51) принять коэффициент поглощения абсолютно черного тела $A_{\lambda \text{ч}} = 1$, то получим

$$I_{\lambda 1} = A_{\lambda 1} I_{\lambda \text{ч}} = f(T) A_{\lambda 2}.$$

Так как значения $A_{\lambda 1}$, $A_{\lambda 2}$ всегда меньше единицы, то интенсивность излучения любого физического тела всегда меньше интенсивности излучения $I_{\lambda \text{ч}}$ абсолютно черного тела при той же температуре. Следовательно, при одинаковой температуре энергия излучения черным телом для всех длин волн всегда больше энергии, излучаемой другим физическим телом.

Согласно уравнению Планка интенсивность монохроматического излучения абсолютно черного тела зависит от длины волны и температуры:

$$I_{\lambda \text{ч}} = C_1 \lambda^{-5} \left(e^{\frac{C_2}{\lambda T}} - 1 \right)^{-1}, \quad (\text{III-52})$$

где C_1 и C_2 — постоянные коэффициенты ($C_1 = 3,703 \cdot 10^{-16} \text{дж} \times \text{м}^2/\text{сек}$; $C_2 = 1,432 \cdot 10^{-2} \text{м} \cdot \text{град}$); λ — длина волны; T — абсолютная температура.

Уравнение (III-52) положено в основу работы оптических пирометров. Этот принцип практически реализуется путем сравнения яркости (интенсивности излучения) контролируемого тела 1 (рис. III-26) в лучах определенной длины волны с яркостью лампы накаливания 2, предварительно проградуированной по излучению абсолютно черного тела. Если два тела имеют в одном направлении одинаковую яркость, а следовательно, и одинаковую монохроматическую интенсивность излучения, то согласно закону монохроматического излучения (III-51) они имеют и одинаковую температуру.

При сравнении яркости тела и нити лампы накаливания нить как бы исчезает на фоне нагретого тела. Поэтому такие пирометры называются пирометрами с исчезающей нитью.

Ввиду того что законы температурного излучения справедливы лишь для абсолютно черного тела, оптические пирометры градуируются по излучению абсолютно черного тела. Оптический пирометр для реального тела показывает не действительную, а так называемую яркостную температуру. Действительное значение температуры определяется из выражения

$$T = \frac{9,568 T_{\text{ч}}}{9,568 - \lg \frac{1}{\xi_{\lambda}} T_{\text{ч}}}, \quad (\text{III-53})$$

Уравнение (III-56) называется законом смещения, который лежит в основе измерения температуры путем определения максимума излучения в спектральном разложении энергии излучения. Преобразователи, работающие на этом принципе, называются цветовыми пирометрами.

В цветových пирометрах для промышленных измерений определяется отношение интенсивностей излучения данного тела в лучах двух заранее выбранных длин волн. Это отношение для каждой температуры будет различным и вполне однозначным и, следовательно, может служить критерием абсолютной температуры тела.

Для физических тел, в большинстве случаев являющихся серыми излучателями, значение ξ_λ для всех длин волн одинаково, и кривые $I_\lambda = f(\lambda)$ при различных T совершенно подобны кривым абсолютно черного тела, поэтому не требуется вводить поправку на неполноту излучения. Это является преимуществом данного пирометра перед другими.

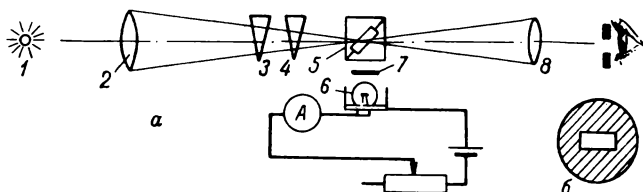


Рис. III-28. Схема цветого пирометра.

Принцип действия цветого пирометра поясняется схемой, показанной на рис. III-28, а. Лучи от контролируемого тела 1 фокусируются объективом 2 на диагональную плоскость фотометрического кубика 5, предварительно они проходят через бихроматический 3 и нейтральный клин 4. Клин 3 пропускает лишь красные или зеленые (или синие) лучи, причем степень пропускания меняется при повороте клина различно для красных и зеленых лучей.

Ввиду того что средняя часть диагональной плоскости кубика посеребрена, в глаз наблюдателя попадают лишь лучи, прошедшие по краям диагональной плоскости кубика (заштрихованная площадь на рис. III-28, б). Кроме того, в глаз наблюдателя через окуляр 8 попадают лучи от фотометрической лампы 6, прошедшие через бихроматический фильтр 7 и отразившиеся от зеркальной части диагональной поверхности оптического кубика. Таким образом, глаз наблюдателя видит поле излучающего тела 1 (наружное кольцо) и поле фотометрической лампы (внутренний прямоугольник). Поворотом бихроматического клина 3 изменяя соотношение красных и зеленых лучей, прошедших через него, можно добиться ощущения глазом белого цвета.

Бихроматический фильтр 7 при определенном токе фотометрической лампы пропускает красные и зеленые лучи в такой пропор-

Для физических тел интегральная интенсивность излучения

$$S_T = \xi_c S_{Tч}, \quad (\text{III-55})$$

где ξ_c — коэффициент интегрального излучения (меньше единицы).

Пирометры, измеряющие интегральную интенсивность излучения, называются радиационными.

Схема телескопа радиационного пирометра ТЕРА-50 показана на рис. III-27. Поток излучения от контролируемого тела, пройдя

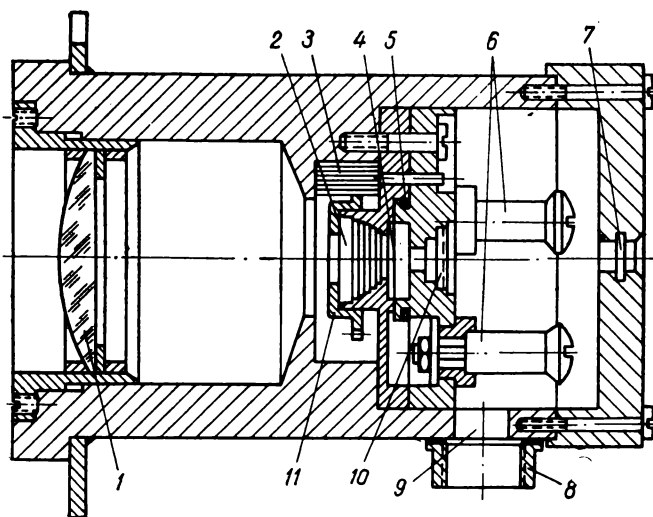


Рис. III-27. Схема телескопа радиационного пирометра ТЕРА-50.

через объектив *1* и диафрагму *11*, концентрируется на термобатарею *4*, расположенной в конусообразной камере *2*. В этой камере укреплен компенсационная катушка *5* из никеля, подключенная параллельно выводам термобатареи.

Термобатарея собрана из десяти V-образных термопар, соединенных последовательно. Концы термобатареи выведены на зажимы *6*, к которым с помощью соединительного кабеля, выходящего через отверстие *9* и штуцер *8*, подключается вторичный преобразователь или измерительный прибор. На излучающий предмет телескоп наводится через визирное отверстие *10* и окуляр *7*. Чувствительность регулируется перемещением диафрагмы с помощью трибки *3*.

Если продифференцировать уравнение (III-52) по λ и производную приравнять нулю, то получим выражение для определения длины волны, соответствующей максимальному излучению при данной температуре:

$$\lambda_{\max} = \frac{2898}{T} \text{ [мм]}. \quad (\text{III-56})$$

однотипными характеристиками. Перечисленным требованиям удовлетворяют из металлов только платина и медь.

Температурный коэффициент сопротивления платины зависит от ее чистоты и повышается с уменьшением содержания в ней примесей. Температурный коэффициент сопротивления платины $\alpha \approx 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ град}^{-1}$. Удельное сопротивление платины сравнительно высокое $\rho \approx 0,1 \text{ ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$. Чистоту платины принято характеризовать отношением R_{100}/R_0 . Для изготовления термометров сопротивления по ГОСТ 6651—59 применяется чистая платина марки «экстра» с отношением $R_{100}/R_0 = 1,391$. Используется она в виде проволоки диаметром от 0,05 до 0,07 мм или ленты сечением от 0,002 до 0,005 мм².

Промышленные платиновые термометры сопротивления изготавливаются на интервалы температур от -200 до 650°C .

Изменение электрического сопротивления платинового термометра сопротивления от температуры подчиняется зависимости: для интервала от -200 до 0°C

$$R_t = R_0 [1 + At + Bt^2 + Ct^3 (t - 100)]; \quad (\text{III-59})$$

для интервала от 0 до 650°C

$$R_t = R_0 (1 + At + Bt^2), \quad (\text{III-60})$$

где R_t — сопротивление термометра при температуре t ; A , B , C — постоянные коэффициенты, значения которых определяются градуировкой при температурах кипения кислорода ($-182,27^\circ \text{C}$), воды (100°C) и серы ($444,6^\circ \text{C}$); для платины марки «экстра» $A = 3,96847 \times 10^{-3} \text{ 1/град}$; $B = -5,847 \cdot 10^{-7} \text{ 1/град}^2$; $C = -4,22 \cdot 10^{-12} \text{ 1/град}^4$.

Медные термометры сопротивления обычно изготавливаются из проволоки диаметром 0,1 мм с эмалевой или шелковой изоляцией. Они предназначены для измерения температур от -50 до 180°C .

Изменение электрического сопротивления медного термометра от температуры имеет линейную зависимость и выражается уравнением

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t), \quad (\text{III-61})$$

где α — температурный коэффициент сопротивления меди, равный $4,26 \cdot 10^{-3} \text{ 1/град}$.

Отечественной промышленностью по ГОСТ 6651—59 выпускаются платиновые термометры сопротивления ТСП градуировок гр. 20, гр. 21, гр. 22 и медные ТСМ градуировок гр. 23 и гр. 24. Градуировочные характеристики этих термометров приведены на рис. III-29.

Для защиты от воздействия контролируемых сред чувствительные элементы помещают в защитную арматуру.

Наряду с металлическими применяются и полупроводниковые термометры сопротивления. Если у первых с повышением температуры сопротивление увеличивается, то у вторых, наоборот, убывает.

ции, которая кажется наблюдателю в виде белого цвета. Одинаковой яркости белых полей, видимых глазом наблюдателя, добиваются с помощью нейтрального клина 4. Таким образом, процесс измерения сводится к последовательной регулировке обоих клиньев, сначала бихроматического до получения белого цвета, затем нейтрального до совпадения яркостей объекта излучения и фотометрической лампы.

Бихроматический клин имеет шкалу цветовой температуры, а нейтральный — яркостной температуры. Если прибор был градуирован по излучению абсолютно черного тела, то при измерении температуры серого излучателя отсчет по шкале нейтрального клина будет несколько меньше, чем по шкале бихроматического.

К пирометрам излучения также относятся фотоэлектрические пирометры, принцип работы которых основан на зависимости тока фотоэлемента от температуры контролируемого объекта:

$$I = \alpha T^n, \quad (\text{III-57})$$

где I — ток фотоэлемента; α — постоянная фотоэлемента, зависящая от его чувствительности; T — температура источника излучения; n — постоянная, зависящая от спектральной характеристики фотоэлемента.

В пирометрах применяются фотоэлементы как с внутренним, так и с внешним фотоэффектом.

Термометрические преобразователи

Принцип действия термометрических преобразователей основан на изменении электрического сопротивления проводника или полупроводника под действием температуры. Зная зависимость сопротивления от температуры, можно по его изменению определить температуру контролируемой среды. Принципиально термометры сопротивления могут быть использованы для измерения температуры от -250 до 1000°C с высокой степенью точности.

Материал, применяемый для чувствительных элементов сопротивления, должен быть химически инертным и не изменять своих физических свойств в интервале рабочих температур. Зависимость изменения сопротивления от температуры должна быть линейной. Температурный коэффициент сопротивления должен быть достаточно большим, его принято характеризовать уравнением

$$\alpha = \frac{R_{100} - R_0}{R_0 \cdot 100}, \quad (\text{III-58})$$

где R_0 и R_{100} — сопротивление чувствительного элемента соответственно при 0 и 100°C .

Материалы чувствительных элементов должны давать возможность изготовления термометров в больших количествах с

Обычно значение R_1 берется при 20°C и называется номинальным сопротивлением, а R_2 — при 100°C . В этом случае выражение (III-64) после подстановки в него $T_1 = 293^\circ \text{K}$ и $T_2 = 373^\circ \text{K}$ примет вид

$$b = 1365 \ln \frac{R_{20}}{R_{100}}. \quad (\text{III-66})$$

Температурный коэффициент сопротивления α_T , выражающий в процентах изменение абсолютной величины сопротивления при отклонении температуры на один градус, здесь не является постоянной величиной, а определяется уравнением

$$\alpha_T = -\frac{b}{T^2}. \quad (\text{III-67})$$

Из выражения (III-67) видно, что коэффициент α_T обратно пропорционален квадрату температуры, поэтому характеристика полупроводникового термометра нелинейна. Величина α_T в зависимости от типа термосопротивления колеблется в пределах от $-1,2$ до $-9\%/град$. Отрицательный знак температурного коэффициента полупроводниковых термосопротивлений позволяет использовать их для температурной компенсации элементов схемы с положительным температурным коэффициентом. К недостаткам полупроводниковых термометров, тормозящим их широкое применение для измерения температуры, относится большой разброс параметров в партии одного номинала. Более подробное описание тепловых преобразователей можно найти в опубликованных ранее работах [Бутусов, 1963а; Туричин, 1966].

§ III-6. Электрохимические ИП

Электрохимические преобразователи, используемые для измерения состава и концентрации жидких и газообразных сред, давление, скорости, ускорения и ряда других величин, представляют собой электролитические ячейки с раствором и помещенными в него двумя или несколькими электродами, с помощью которых преобразователь включается в измерительную цепь. Под действием преобразуемой величины электролитическая ячейка может изменять развиваемую ею э. д. с., падение напряжения от проходящего тока, сопротивление, емкость или индуктивность. Эти параметры ячейки зависят от природы и состава раствора и электродов, химических превращений в ячейке, температуры, скорости перемещения раствора и других величин.

Зависимости между электрическими параметрами электрохимических преобразователей и преобразуемыми величинами определяются законами электрохимии, которые обстоятельно изложены в работе А. М. Туричина [1966].

На использовании зависимости сопротивления электролитической ячейки от состава и концентрации электролита, а также от геометри-

Температурная зависимость для полупроводниковых термосопротивлений выражается формулой

$$R = A e^{\frac{b}{T}}, \quad (\text{III-62})$$

или

$$\ln R = \ln A + \frac{b}{T}, \quad (\text{III-63})$$

где R — сопротивление рабочего тела термосопротивления при данной температуре, ом ; A — значение сопротивления, подсчитанного по формулам (III-62, III-63) при температуре, равной бесконечности; b — постоянная, зависящая от физических свойств полупроводника; T — температура, $^{\circ}\text{K}$.

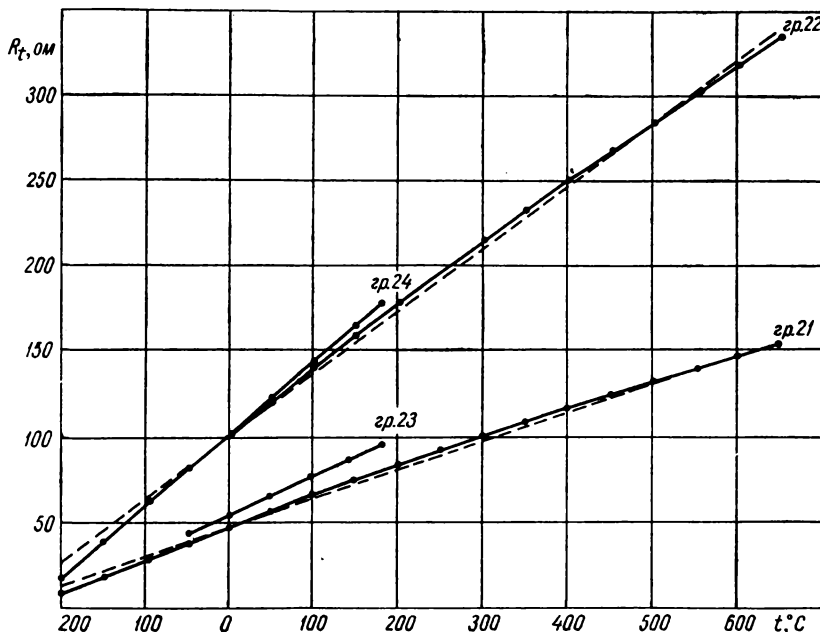


Рис. III-29. Градуировочные характеристики платиновых термометров сопротивления гр. 21, гр. 22 и медных гр. 23 и гр. 24.

Коэффициенты A и b могут быть определены из выражения (III-63), если подставить в него два значения сопротивления R_1 и R_2 и соответствующие температуры T_1 и T_2 . После подстановки и решения системы уравнений выражения для определения коэффициентов примут вид

$$b = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_1}{R_2}; \quad (\text{III-64})$$

$$A = R_1 e^{-\frac{b}{T}}. \quad (\text{III-65})$$

Обычно концентрация водородных ионов численно характеризуется водородным показателем

$$pH = -\lg H^+. \quad (III-69)$$

Так, если, например, $H^+ = 10^{-3}$, то $pH = -3$.

Приведенные рассуждения справедливы для слабых электролитов при небольших концентрациях. Для сильных электролитов и слабых электролитов значительных концентраций, у которых практически все молекулы диссоциируют на ионы, необходимо учитывать электростатические силы взаимодействия между ионами, для чего в выражении (III-69) концентрацию H^+ надо умножить на коэффициент активности f_H^+ , меньший единицы. В этом случае водородный показатель запишется в виде $pH = -\lg H^+ f_H^+$ [Бутусов, 1963а]. Приборы, применяемые для измерения этого показателя, получили название рН-метров.

Следует заметить, что значения рН, измеряемые электрическими методами, характеризуют не действительные концентрации, а активные массы ионов, которые определяют физико-химические процессы.

Первичный преобразователь рН, представляющий собой гальванический элемент, состоит из двух полуэлементов: измерительного, потенциал которого функционально зависит от концентрации водородных ионов, и сравнительного, потенциал которого остается постоянным. По измеренной э. д. с. гальванического элемента можно судить об активной концентрации водородных ионов в исследуемом растворе.

Потенциал металлического электрода, погруженного в раствор с ионами этого же металла, определяется из выражения

$$U = U_0 + \frac{RT}{nF} \ln \alpha, \quad (III-70)$$

где U_0 — потенциал электрода при активности концентрации его ионов в растворе, равной единице; R — универсальная газовая постоянная ($R = 8,314$ Дж/моль·град); T — абсолютная температура, °К; F — число Фарадея ($F = 96\,500$ Кл/г-экв); n — валентность ионов; α — активная концентрация ионов металла, г-экв/л.

Если электродом служит металлоид, посылающий в раствор отрицательно заряженные ионы, то в уравнении (III-70) знак плюс заменяется на минус. Подставив в выражение (III-70) вместо R и F их числовые значения и перейдя от натурального логарифма к десятичному, получим уравнение электродного потенциала в следующем виде:

$$U = U_0 + \frac{0,0001982(273+t)}{n} \lg \alpha, \quad (III-71)$$

где t — температура раствора, °С.

В промышленных преобразователях рН в качестве сравняющего электрода широко применяется каломельный полуэлемент, а в качестве измерительного — стеклянный.

ческих размеров ячейки работают электролитические преобразователи сопротивления.

Сопротивление электролитического преобразователя определяется выражением

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{1}{\gamma} K, \quad (\text{III-68})$$

где $\gamma = \frac{1}{\rho}$ — удельная проводимость электролита; $K = \frac{l}{S}$ — постоянная преобразователя, зависящая от его геометрических размеров, т. е. длины l и площади сечения S .

На рис. III-30 показаны электролитические преобразователи линейных и угловых перемещений. Преобразователь линейных перемещений X (рис. III-30, *a*) включен в мостовую схему, два плеча

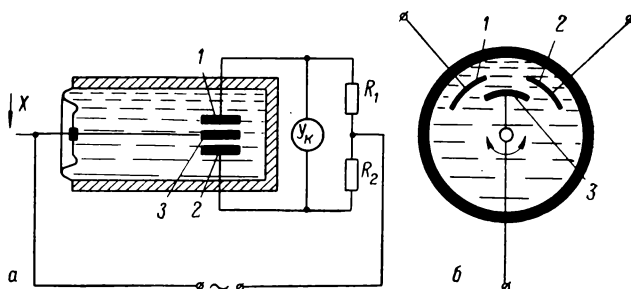


Рис. III-30. Схемы электролитических преобразователей линейных (*a*) и угловых (*b*) перемещений.

которой образованы сопротивлениями R_1 , R_2 , а два других — сопротивлениями дифференциального электролитического преобразователя, имеющего два неподвижных электрода 1 , 2 и один подвижный 3 .

К достоинствам этих преобразователей относится незначительная реакция со стороны преобразователя на контролируемый объект. Наряду с этим они обладают и существенными недостатками, одним из которых является изменение проводимости электролита в зависимости от его температуры. Погрешность от температуры можно уменьшить путем включения в измерительную цепь преобразователя медного или полупроводникового термосопротивления, помещаемого в электролит преобразователя.

Гальванические преобразователи

Гальванические ИП работают на использовании зависимости э. д. с. гальванической цепи от концентрации ионов в электролите. Они широко применяются для измерения активности водородных ионов, определяющих состав и свойства водных растворов.

проводами, впаянной в конец стеклянной трубки 4. Противоположный конец платиновой проволоки через сплав Вуда 8 соединен с медным проводом 1.

При использовании стеклянного электрода следует учитывать потенциал асимметрии, сущность которого состоит в том, что если внутри и снаружи электрода поместить совершенно одинаковые растворы, то на электроде можно обнаружить разность потенциалов около 5—20 мВ. Этот потенциал связан с сортом стекла и толщиной стенок электрода. С уменьшением толщины стенок электрода и, следовательно, его сопротивления потенциал асимметрии уменьшается. Он зависит также и от температуры.

В пределах изменения температуры от 15 до 50° С температурная поправка может быть определена из выражения

$$\frac{\Delta \text{pH}}{\Delta t} = 0,013 \text{ [pH/град]}. \quad (\text{III-72})$$

Сопротивление стеклянных электродов колеблется в диапазоне 1—1000 Мом. Многочисленные исследования сортов стекла показали, что наиболее хорошими электродными свойствами в диапазоне pH от 0 до 14 и температурах до 100° С и выше обладает стекло состава 63—67% SiO₂; 1—4% La₂O₃, CaO или BaO; 24—26% LiO; 2% Si₂O.

Выражения для э. д. с. цепи со стеклянным электродом для сильнокислых растворов имеют вид

$$U = U_0 - 0,0001983T \text{ pH} \quad (\text{III-73})$$

и для сильнощелочных

$$U = U_0 + 0,0001983T \text{ pH}. \quad (\text{III-74})$$

Для компенсации температурной погрешности в цепь преобразователя pH включается термометр сопротивления, погружаемый в контролируемый раствор.

Промышленностью выпускаются первичные измерительные преобразователи pH с электродными системами градуировок СВК, СНК и СХК. Для этих систем зависимость э. д. с. от pH и температуры контролируемого раствора t_p может быть представлена соответственно в виде приближенных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U &= -249,18 - (54,10 + 0,198t_p) (\text{pH} - 4,13); \\ U &= -(54,10 + 0,198t_p) (\text{pH} - 0,90); \\ U &= -42,7 - (54,10 + 0,198t_p) (\text{pH} - 2,44). \end{aligned} \right\} \quad (\text{III-75})$$

Полярнографические преобразователи

Полярнографические ИП применяются для качественного и количественного химического анализа. Принцип действия их основан на использовании явления поляризации на одном из электродов

Каломельный полуэлемент, потенциал которого остается постоянным при изменении pH раствора, выполняется в виде двух стеклянных трубок 1 и 14, расположенных одна в другой (рис. III-31, а). Внутренняя трубка с верхнего конца имеет сплошную шейку 2 и закрывается эбонитовым колпачком 4, в центре которого вставлен медный провод 3, соединенный с платиновой проволокой 6. Платиновая проволока опущена в ртуть 7, которая находится в соприкосновении с каломелью 8 (соль Hg_2Cl_2). Граница соприкосновения ртути с каломелью является реагирующей частью каломельного полуэлемента. Потенциал, возникающий на границе соприкосновения ртути с каломелью, имеет строго определенную величину. Для предохранения от выпадания каломель поддерживается тампоном ваты 9. Насыщенный раствор 11 хлористого калия (KCl) служит проводником для образования электрической цепи между электродом и средой, предохраняющей ртуть и каломель от воздействия контролируемого раствора. Нижняя часть трубки закрывается пробкой 12. Между внутренней трубкой и внешней вставляется резиновая трубка 5. Для обеспечения контакта раствора, находящегося внутри полуэлемента, с насыщенным раствором в наружный конец полуэлемента (через отверстие) помещено волокно асбеста 13. Полуэлемент крепится в преобразователе с помощью резиновой пробки 10.

Принцип действия стеклянного электрода основан на возникновении потенциала на границе стекло — контролируемый раствор, величина которого зависит от величины pH. Стеклянный электрод позволяет измерять pH в растворах любого химического состава в пределах от 1,5 до 15 pH с достаточно высокой точностью.

Стеклянный электрод (рис. III-31, б) представляет собой стеклянную трубку 5 с тонкостенным шариком 7 на конце, который помещается в испытываемую среду. Шарик заполняется децинормальным раствором химически чистой соляной кислоты. Через верхнюю открытую часть в него погружается хлоросеребряный электрод 6, закрепляемый при помощи эбонитового колпачка 2 и резиновой трубки 3. Хлоросеребряный электрод 6 состоит из платиновой

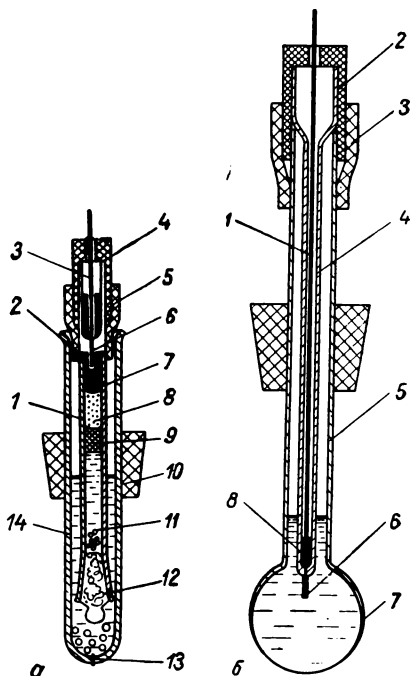


Рис. III-31. Устройство каломельного (а) и стеклянного (б) электродов pH.

электролитической ячейки при электролизе контролируемого вещества.

Преобразователь представляет собой электролитическую ячейку (рис. III-32, а), заполненную раствором контролируемого вещества, с двумя электродами, к которым прикладывается напряжение постоянного тока.

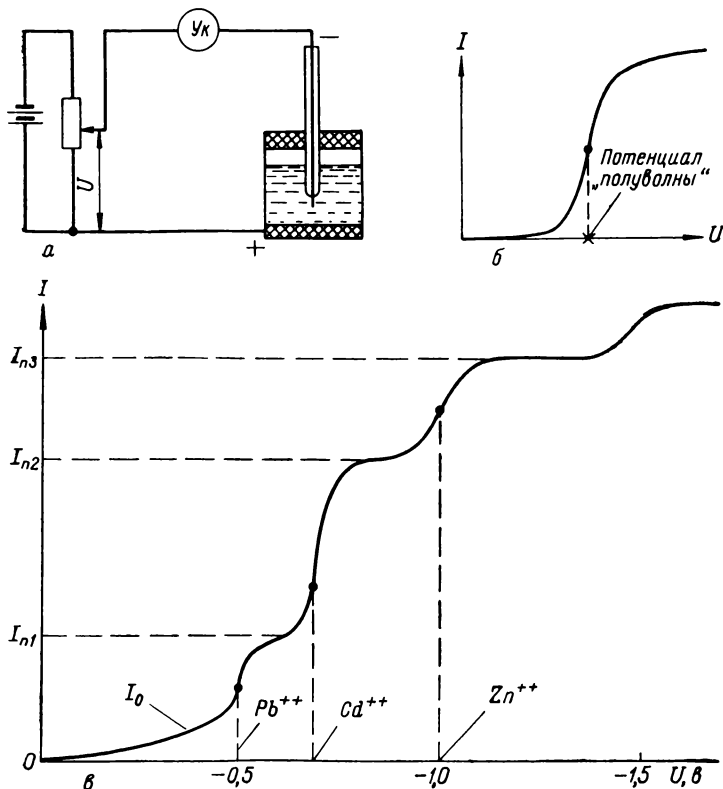


Рис. III-32. Схема полярографического преобразователя (а) и вольтамперные характеристики его для раствора с одним (б) и с несколькими (в) видами ионов.

Величина тока, проходящего через ячейку,

$$I = \frac{U - (U_a - U_k)}{R}, \quad (\text{III-76})$$

где R — сопротивление ячейки; U_a и U_k — потенциал анода и катода (положительного и отрицательного электрода).

Для обеспечения поляризации только на одном электроде площадь поляризующегося электрода делается значительно меньше площади другого. Для качественного анализа берется потенциал,

соответствующий середине вольтамперной характеристики (полярограмме) преобразователя (рис. III-32, б).

Растворы с несколькими видами ионов (например, Pb^{++} , Cd^{++} , Zn^{++}) образуют так называемый полярографический спектр (рис. III-32, в), потенциалы полуволн которого соответствуют определенным видам ионов. Сравнивая потенциалы волн, полученные при анализе раствора, с табличными, можно определить химический состав контролируемого раствора.

Полярографический преобразователь может быть выполнен с ртутным капающим электродом и с твердыми электродами. Преобразователь с ртутными электродами (рис. III-33, а) представляет собой электролитическую ячейку, состоящую из сосуда 2 с раствором

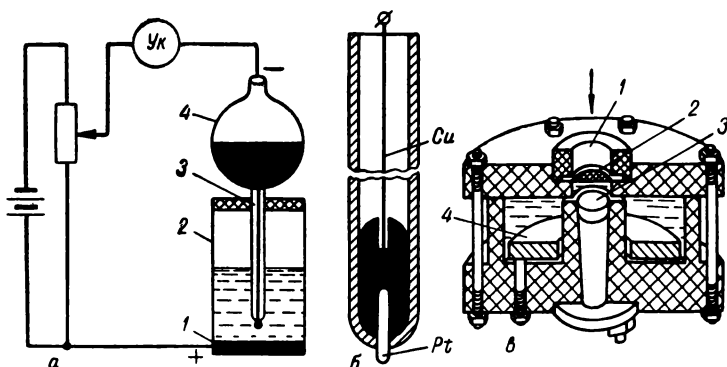


Рис. III-33. Схемы полярографических преобразователей.

анализируемых веществ и двух ртутных электродов. Анодом служит ртуть 1 на дне сосуда, а катодом — капля ртути, образующаяся на конце капиллярной трубки 3, соединенной с резервуаром 4, в котором находится ртуть. Период отрыва капли от трубки составляет 1—6 сек в зависимости от уровня ртути в резервуаре.

Область применения таких преобразователей ограничена недостатками, присущими ртутным электродам (вредность ртути, невозможность исследования расплавленных солей, малое напряжение поляризации ртутного электрода). При невозможности использования их применяются преобразователи с твердыми электродами из платины, золота, серебра, никеля и др. Схема платинового микроэлектрода показана на рис. III-33, б. Электрод представляет собой платиновую проволоку длиной несколько миллиметров и толщиной 0,5 мм, впаянную в стеклянную трубку.

В ряде случаев полярографический преобразователь с твердыми электродами может работать без внешнего источника тока. Например, полярографический преобразователь для измерения концентрации кислорода в газах (рис. III-33, в) не требует источника питания. Преобразователь представляет собой пластмассовый кор-

пус 1, заполненный электролитом и закрытый проницаемой для газов тонкой полиэтиленовой мембраной 2. В корпусе встроены два электрода: поляризующий катод в виде цилиндра 3 из золота и анод в виде пластины 4 из кадмия. В качестве электролита используется хлористый калий, который прямого участия в реакции не принимает.

Э. д. с., возникающая на электродах преобразователя, пропорциональна концентрации кислорода. Для компенсации температурной погрешности преобразователя в его цепь включается термосопротивление.

Полярографические преобразователи градуируются обычно по стандартным растворам с известной концентрацией. Измеряемая концентрация C_x определяется из уравнения

$$C_x = \frac{I_x}{I_N} C_N, \quad (\text{III-77})$$

где I_x — предельный ток измеряемого раствора; C_N — концентрация стандартного раствора; I_N — предельный ток стандартного раствора.

Химотронные преобразователи

В последнее время начинают применяться химотронные преобразователи, представляющие собой электролитические ячейки, заполненные раствором с содержанием как окисленных, так и восстановленных ионов. В качестве электролита в преобразователе чаще всего применяется водный раствор йодистого калия КJ с небольшой примесью йода. Electroды, к которым прикладывается внешнее напряжение, обычно изготавливаются из платины или золота.

Йодистый калий, диссоциируя в воде, образует катионы калия K^+ и анионы йода J^- . Поскольку внешнее напряжение, прикладываемое к электродам, не превышает 1 в, то катионы K^+ в переносе зарядов не участвуют, так как для их разряда необходимо иметь на катоде отрицательный потенциал около -2 в. Поэтому переносчиками зарядов служат только ионы J^- . Однако растворенный йод при наличии ионов J^- может находиться в растворе только в виде трехйодных ионов J_3^- . Если к электродам преобразователя приложить напряжение, то йодные ионы J^- будут перемещаться к аноду и отдавать ему свои электроны. В результате реакции окисления на аноде образуются трехйодные ионы



С протеканием тока концентрация ионов J^- в растворе быстро уменьшается и проводимость раствора падает почти до нуля. Проводимость раствора можно восстановить, если к катоду подвести трехйодные ионы. В результате этого через преобразователь пройдет ток, величина которого соответствует количеству электролита, подведенного к катоду.

На рис. III-34, а показана схема химотронного преобразователя, состоящего из корпуса 1 с двумя боковыми гибкими мембранами 2. В средней части корпуса расположен кольцевой платиновый катод 3 с отверстием, через которое может проходить электролит. Анод выполнен в виде двух электрически соединенных платиновых сеток 4, расположенных по бокам.

При неподвижном электролите и включенном источнике питания через преобразователь будет протекать очень слабый ток, обусловленный тепловой диффузией йода к катоду (нулевой поток

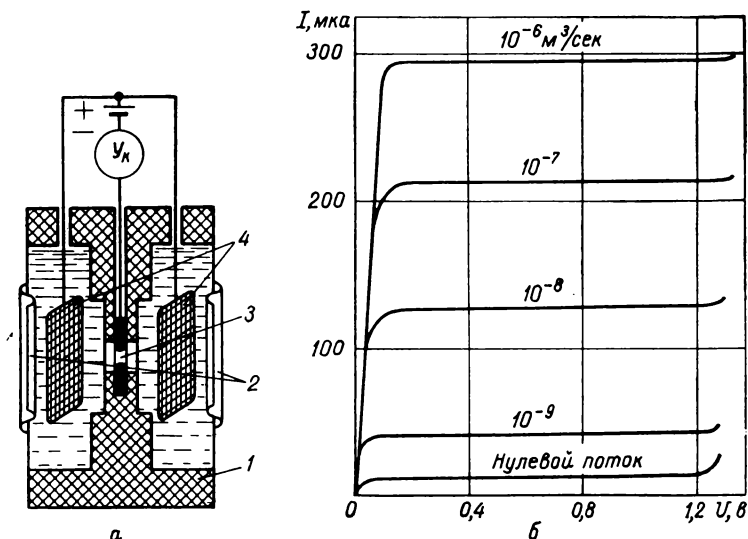


Рис. III-34. Схема химотронного преобразователя (а) и вольтамперные характеристики его при различных скоростях потока электролита (б).

на рис. III-34, б). Если к одной из мембран приложить внешнее давление, то возникнет поток свежего электролита с ионами J_3 через отверстие в катоду и ток через преобразователь увеличится. Соответствующей конструкцией электродов можно обеспечить линейную или логарифмическую зависимость между током преобразователя и потоком электролита. Причем ток через преобразователь определяется только скоростью потока электролита, протекающего мимо катода, и не зависит от изменения в широких пределах напряжения питания U (рис. III-34, б).

Химотронные преобразователи успешно могут быть использованы для измерения скоростей потоков, давлений, ускорений, направлений, изменяющихся во времени. Частотный диапазон химотронных преобразователей, определяемый подвижностью ионов, жесткостью элементов преобразователя и сопротивлением протеканию жидкости, лежит в пределах от 1 до 400 гц.

Естественной входной величиной электрокинетического преобразователя является перепад давления на пористой перегородке, а выходной — э. д. с., возникающая между электродами.

«Безрасходный» (мембранный) преобразователь (рис. III-35, б) в отличие от проточного имеет сверху и снизу эластичные мембраны 1 и 2. Если на одну из них прикладывать пульсирующие силы или давления, то через пористую перегородку будет просачиваться жидкость, направление движения которой меняется в такт с пульсирующей силой. В соответствии с этим на выходе преобразователя будет возникать переменное напряжение.

Чувствительность электрокинетических преобразователей при диаметре пор 30—60 $\mu\text{м}$ составляет 10—50 мкв на 1 н/м^2 . При перепадах давления 10^5 н/м^2 (1 ат) выходное напряжение преобразователя достигает 1—5 в. Внутреннее сопротивление преобразователя достигает 100 ком . Рабочий диапазон температур, определяемый точками замерзания и кипения применяемых жидкостей, лежит в пределах $\pm 100^\circ \text{С}$. В качестве жидкостей используются вода дистиллированная, спирт этиловый, кислота уксусная и ацетон. Чувствительность преобразователя зависит от окружающей температуры. Температурная погрешность может быть скорректирована включением термосопротивления в цепь преобразователя. Частотный диапазон проточных преобразователей ограничивается частотой 6400 гц .

§ III-7. Масс-спектрометрические ИП

Масс-спектрометрические преобразователи широко применяются для анализа и исследования веществ путем использования основной характеристики вещества — массы молекулы или атома. По принципу действия спектрометрический преобразователь аналогичен оптическому спектрометру, дающему линейчатый спектр, в котором каждая из линий соответствует определенной величине отношения массы и заряда.

В общем случае масс-спектрометрический преобразователь состоит из трех основных частей: ионного источника, ионизирующего и формирующего ионный пучок в вакууме; анализатора, служащего для разложения ионного пучка на компоненты по массам (точнее $\frac{m}{e}$) в вакууме, и усилительного устройства, в котором производится усиление ионных токов отдельных массовых компонент.

Положительно заряженные ионы, используемые в преобразователях, принципиально могут быть получены одним из следующих способов: газовым разрядом при пониженном давлении, высокочастотной искрой в вакууме, из раскаленных солей, ионизацией исследуемого газа медленными электронами и поверхностной ионизацией на раскаленном металле.

Анализаторы масс могут быть с однородным и с неоднородным магнитным полем, с разделением ионов по времени пролета ионов и радиочастотные. Масс-спектрометрические преобразователи с ана-

Чувствительность преобразователя к скорости потока составляет $10 \text{ мкв}/(\text{м}^3/\text{сек})$, а порог чувствительности к перепадам давлений $0,1 \text{ н}/\text{м}^2$. Мощность, которую можно снять с преобразователя, составляет единицы милливольт. Размеры и вес химотронного преобразователя могут быть весьма малыми.

Электрокинетические преобразователи

Электрокинетические преобразователи основаны на использовании разности потенциалов, возникающей при вынужденном протекании полярной жидкости через пористую перегородку. Они могут быть проточными, с непрерывным расходом жидкости, непрерывно

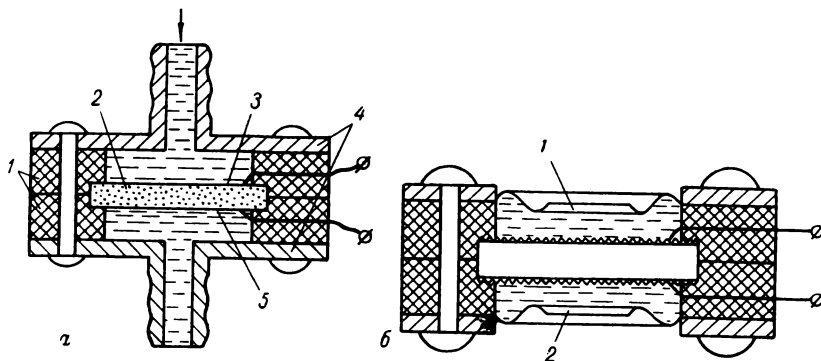


Рис. III-35. Схемы электрокинетических преобразователей.

протекающей в одном направлении, и «безрасходными», в которых одна и та же порция жидкости просачивается через перегородку то в одну, то в другую сторону.

Схема проточного электрокинетического преобразователя показана на рис. III-35, а. Преобразователь состоит из пористой перегородки 2, выполненной из стекла или фарфора, по обеим сторонам которой расположены электроды 3 и 5 в виде металлических сеток, прижатых к перегородке уплотняющими кольцами 1 и крышками 4. Полярная жидкость, поданная под давлением к одному из патрубков, будет с определенной скоростью просачиваться через пористую перегородку, и между электродами 3 и 5 возникает постоянная разность потенциалов U , пропорциональная перепаду давлений на перегородке:

$$U = \frac{\varepsilon r \zeta}{\mu \gamma}, \quad (\text{III-78})$$

где U — разность потенциалов, в; ε — диэлектрическая постоянная, ф/м; r — гидравлическое давление (перепад давления), н/м²; ζ — электрокинетический потенциал, в; μ — динамическая вязкость жидкости, н·сек/м²; γ — удельная электропроводность жидкости, 1/ом·м.

Так как сила $F_{ц}$ в однородном магнитном поле постоянна, то частица будет двигаться по окружности.

Но центростремительная сила, вызывающая движение тела по окружности,

$$F_{ц} = \frac{mv^2}{r}, \quad (\text{III-80})$$

где m — масса тела.

Так как в данном случае центростремительной является сила Лоренца, то

$$evB = \frac{mv^2}{r}.$$

Откуда радиус окружности

$$r = \frac{mv}{eB}. \quad (\text{III-81})$$

Скорость частицы в зависимости от ее массы m и ускоряющего напряжения U_y можно определить из выражения

$$v = \sqrt{\frac{2eU_y}{m}}. \quad (\text{III-82})$$

Если в формулу (III-81) подставить вместо скорости ее значение из выражения (III-82), то получим

$$r = \frac{K}{B} \sqrt{mU_y}, \quad (\text{III-83})$$

где при соответствующем значении K под m понимается молекулярный (атомный) вес иона.

Из уравнения (III-83) видно, что при неизменных ускоряющем напряжении и магнитном поле ионы с разными массами будут двигаться по различным траекториям, т. е. будут разделяться по массам. Величина выходного тока пучков пропорциональна содержанию атомов или молекул данной массы в исследуемом образце.

Динамический диапазон массовых чисел, характеризующий протяженность шкалы, для преобразователей с однородным магнитным полем составляет 200—400 массовых единиц. Разрешающая способность, определяемая как число дискретных полос в пределах динамического диапазона, лежит в пределах 200—400. Погрешность преобразования составляет 1—2%, а в некоторых случаях 0,1%.

Масс-спектрометрические преобразователи с неоднородным магнитным полем позволяют повысить разрешающую способность до 5000, так как в неоднородном магнитном поле обеспечивается большее линейное отклонение при разделении ионных пучков.

В динамических преобразователях с времяпролетными анализаторами разделение ионов основано на различии скоростей ионов с различной массой при одинаковой начальной энергии, полученной в ускоряющем электрическом поле. Анализаторы таких преобразователей выполняются как с магнитным полем, так и без него.

лизаторами первых двух типов, т. е. с однородным и неоднородным магнитным полем, получили название статических, а с анализаторами последних двух типов — динамических.

Для усиления ионных токов с выхода анализатора масс используются специальные электрометрические усилители с чувствительностью, достигающей величины тока заряда электрона ($1,6 \cdot 10^{-19} \text{ а}$), и входным сопротивлением $10^{14} - 10^{16} \text{ ом}$. Такие усилители могут быть выполнены с непосредственным усилением входного сигнала и с преобразованием его. В качестве преобразователя обычно используют динамические конденсаторы.

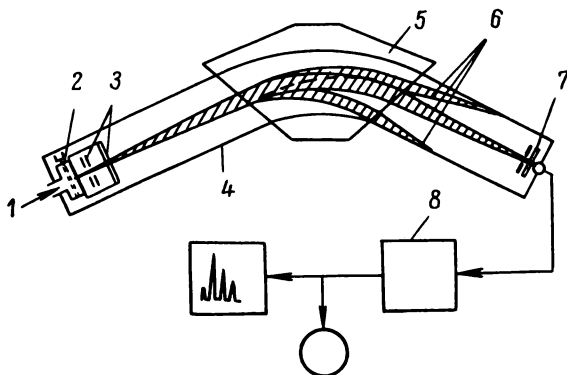


Рис. III-36. Схема масс-спектрометрического преобразователя с однородным магнитным полем.

На рис. III-36 показана схема масс-спектрометрического преобразователя с однородным магнитным полем. Исследуемый образец *1* помещается в ионизационную камеру *2*. Ионы, образовавшиеся в камере, под действием ускоряющего потенциала, приложенного между диафрагмами ионной оптики *3* и ионизационной камерой *2*, поступают в камеру анализатора *4*. Пучок ионов, проходя через магнитное поле *5* анализатора, разделяется на отдельные пучки *6*, состоящие из ионов атомов или молекул с определенной массой. Изменением величины магнитного поля (при постоянном ускоряющем напряжении) либо величины напряжения (при постоянном магнитном поле) ионные пучки всех масс поочередно направляются на коллектор *7*, а с его выхода на усилитель *8*.

Разделение ионных пучков в анализаторе основано на использовании центростремительной силы Лоренца $F_{\text{ц}}$, возникающей при движении частицы в поперечном поле магнита. Эта сила, направленная перпендикулярно к скорости и магнитному полю,

$$F_{\text{ц}} = evB, \quad (\text{III-79})$$

где e — заряд частицы; v — скорость; B — индукция магнита.

Схема безмагнитного времяпролетного преобразователя показана на рис. III-37. В стеклянной трубке 8 помещается источник ионов и на некотором расстоянии L от него находится приемник. Электронный пучок, создаваемый катодом 6, фокусируется экраном 5 и ограничивается диафрагмами 7. Под действием импульсного напряжения, прикладываемого между катодом 6 и диафрагмами 7, пучок электронов ускоряется и ионизирует атомы исследуемого газа 4 между электродами 3 и 2. Под действием импульсного напряжения U_y , прикладываемого к электродам, образовавшиеся ионы выталкиваются в виде пакетов толщиной δ в ускоряющее пространство между электродами 2 и 1. Затем эти ионы под действием силы инерции проходят пространство колбы L и поступают на вход электронного умножителя 9.

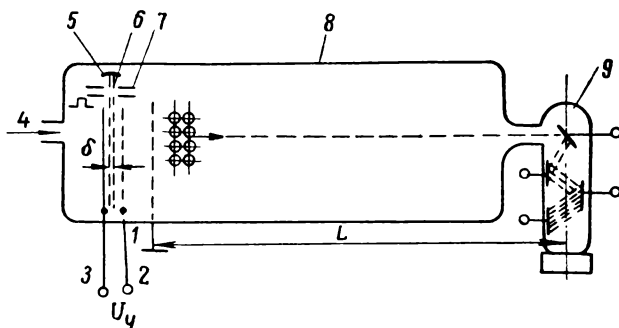


Рис. III-37. Схема безмагнитного времяпролетного масс-спектрометрического преобразователя.

При вхождении в пространство дрейфа все ионы пакета имеют одинаковую скорость

$$v = \sqrt{\frac{2eU_y}{m}}. \quad (\text{III-84})$$

Однако время пролета пространства дрейфа L каждым ионом пакета будет определяться массой иона в соответствии с выражением

$$t = \frac{L}{v} = L \sqrt{\frac{m}{2eU_y}}. \quad (\text{III-85})$$

С поступлением на умножитель порций ионов различных масс в коллекторной цепи умножителя будут возникать импульсы тока. Разрешающая способность преобразователя

$$R = \frac{t}{2\Delta t} = \frac{L}{2\Delta t} \sqrt{\frac{m}{2eU_y}}, \quad (\text{III-86})$$

где t — время пролета ионов данной массы до коллектора; Δt — длительность полета, т. е. длительность импульса тока на коллекторе от данного пакета ионов.

Как видно из выражения (III-86), разрешающая способность возрастает с увеличением пути дрейфа и падает с ростом Δt и U_y .

В существующих преобразователях длина дрейфа принимается 0,4—2 м, ускоряющее напряжение $U_y = 100 \div 300$ в и длительность пакетов 0,15—0,30 мксек. При этом диапазон массовых чисел составляет 1—70, разрешающая способность 30—70 и погрешность измерения 3—5%. Безмагнитные времяпролетные преобразователи имеют малую инерционность, поэтому они находят применение при исследовании быстротекающих процессов в газах, в плазме и т. д.

В масс-спектрометрических времяпролетных преобразователях с магнитами ионы различных масс разделяются во времени и в пространстве, в результате чего достигается повышение разрешающей

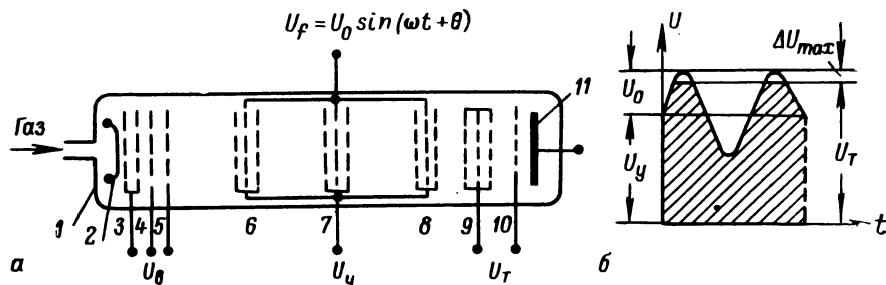


Рис. III-38. Схема радиочастотного масс-спектрометрического преобразователя (а) и диаграмма напряжений (б).

способности преобразователя. Временное разделение основано на зависимости времени перемещения иона $T_{ц}$ по круговой орбите от массы иона:

$$T_{ц} = \frac{2\pi r}{v} = \frac{2\pi}{v} \cdot \frac{mv}{eB} = \frac{2\pi m}{eB}. \quad (\text{III-87})$$

Пространственное же разделение ионов при наличии постоянного магнитного поля выполняется так же, как в статических преобразователях.

Для анализа газов в области малых масс применяются радиочастотные масс-спектрометрические преобразователи, работающие на использовании избирательных свойств трехсеточных ускорительных катодов.

На рис. III-38, а показана схема радиочастотного преобразователя, состоящего из металлической или стеклянной колбы 1, внутри которой расположено ионный источник с подогреваемым катодом 2 и анализатор, включающий в себя три трехсеточных каскада 6, 7, 8 и коллектор ионов 11 с тормозным устройством 9, 10.

Анализируемый газ ионизируется между сетками 3 и под действием напряжения U_b , приложенного к сеткам 4, 5, направляется к трехсеточным каскадам 6, 7, 8. К крайним сеткам этих каскадов прикладывается постоянное ускоряющее напряжение U_y , а к сред-

цилиндр, заполненный газовой средой. В нижней и верхней крышках цилиндра расположено по одному электроду, к которым подведено напряжение. Под действием ядерного излучения газовая среда ионизируется, цепь между электродами замыкается и образуется ток. Токи на выходе камеры имеют малые величины (10^{-9} — 10^{-13} а), поэтому сопротивление изоляции токосъемного электрода относительно корпуса должно быть в пределах 10^{14} — 10^{18} ом. Для экранирования токосъемного электрода от токов утечки высоковольтного электрода вокруг последнего устанавливается охранный электрод, на который обычно подается постоянный потенциал, равный потенциалу токосъемного электрода.

Источник α -излучения обычно помещается внутри камеры, а для других видов излучений — снаружи камеры против тонкого окна, выполненного, например, из алюминия толщиной 5—10 мкм.

Ионизационная камера из-за малости выходных токов применяется только для измерения больших интенсивностей. Ионные токи камеры усиливаются с помощью электрометрических усилителей.

Газоразрядный счетчик представляет собой двухэлектродную лампу, заполненную неоном или аргоном. Анод лампы обычно выполняется из железной или вольфрамовой проволоки, расположенной коаксиально, а катод наносится в виде слоя металла на внутреннюю поверхность баллона.

Если между электродами приложить напряжение и к счетчику поднести источник излучения, то в цепи электродов потечет ток.

В зависимости от режима работы счетчики разделяются на пропорциональные и счетчики Гейгера. Пропорциональные счетчики работают в интервале напряжений на электродах, при которых происходит вторичная ионизация газов (газовое усиление) и сохраняются пропорциональность между первичными и вторичными ионами. Это позволяет различать частицы по величине их энергии.

Счетчик Гейгера работает в режиме самостоятельного разряда, возникающего под воздействием ионизирующей частицы. Для гашения разряда необходимо на счетчик подать импульс напряжения обратной полярности.

Одна из возможных схем счетчика показана на рис. III-39. Высокое напряжение $+U_{п.а}$ подается на анод счетчика $Cч$ через высокоомную анодную нагрузку лампы L , сетка которой соединена с катодом K счетчика. Когда импульсы в счетчике отсутствуют, сетка лампы запирается отрицательным потенциалом. С возникновением импульса лампа открывается, напряжение на аноде A счетчика и лампе падает. Вследствие этого гасится разряд в счетчике. После восстановления напряжения счетчик может фиксировать следующий импульс.

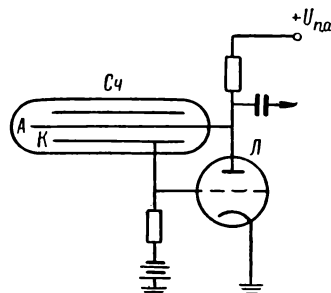


Рис. III-39. Схема газоразрядного счетчика.

ним подается высокочастотное модулирующее напряжение $U_f = U_0 \sin(\omega t + \theta)$, причем $U_0 < U_y$ (рис. III-38, б).

При соответствующем расположении сеток ионы, пролетая сеточные каскады, за счет прироста энергии ускоряются и попадают на тормозящий каскад \mathcal{Q} , к которому приложено тормозящее напряжение U_T . Через этот каскад проходят и попадают на коллектор только те ионы с массой m_0 , которые получили наибольшее ускорение.

Развертка спектра масс может производиться изменением как частоты модулирующего напряжения U_f , так и скорости электрона v за счет изменения ускоряющего напряжения U_y . Однако последний способ позволяет получить линейную шкалу масс.

§ III-8. Ионизационные ИП

Принцип действия ионизационных ИП основан на использовании зависимости между преобразуемой неэлектрической величиной и током ионной проводимости газа, возникающим под действием излучения радиоактивных веществ или рентгеновских лучей. В ионизационных преобразователях обычно используются жесткие ядерные излучения (α , β , γ , и X), обладающие большой проникающей способностью. Кроме того, поглощение этих излучений в веществе определяется толщиной слоя и атомным номером контролируемого элемента, что позволяет производить бесконтактное измерение толщины самых разнообразных тел.

Радиоактивные вещества и их источники характеризуются активностью источника, интенсивностью и дозой излучения, мощностью дозы и периодом полураспада.

Активность источника A характеризует число актов распада в источнике за одну секунду. Единицей активности является кюри, равная активности 1 г чистого радия ($3,7 \cdot 10^{10}$ расп/сек).

Интенсивность излучения J определяется количеством энергии, приходящей в единицу времени на единицу поверхности, расположенной перпендикулярно к направлению движения лучей, и измеряется в ваттах на квадратный метр.

Количество энергии, поглощенное средой, характеризуется дозой излучения W_3 ; единицей измерения служит джоуль на килограмм или рад ($1 \text{ рад} = 0,01 \text{ Дж/кг}$).

Количество энергии, поглощенное средой в единицу времени, характеризует мощность дозы G ; единицы измерения — ватт на килограмм и рад в секунду.

Период полураспада T называется время, в течение которого вес радиоактивного вещества уменьшается вдвое в результате его распада.

В качестве приемников излучения, выполняющих преобразование энергии ядерного излучения в электрическую, применяются ионизационные камеры, газоразрядные и сцинтилляционные счетчики. Ионизационная камера представляет собой полый герметический

пространства и ток в цепи уменьшается пропорционально количеству уносимых ионов, т. е. скорости движения газового потока или расходу газа. К недостаткам этого метода следует отнести зависимость измеряемого расхода от величины питающего напряжения, расхода радиоактивного изотопа, влажности газа, его температуры и других факторов. Влияние этих факторов можно уменьшить применением дифференциальных и компенсационных схем преобразования.

Точность измерения расхода газа можно повысить до 1,5—2%, если использовать в качестве ионизатора газа модулированное радиоактивное излучение. Схема преобразователя расхода, основанного на этом принципе, показана на рис. III-40, б. Радиоактивное излучение источника 1, расположенного в специальном контейнере вблизи трубопровода 3, проходит через модулятор 2. Модулированное излучение, пронизывая трубопровод с газом, образует внутри него ионизированные участки — «метки» 4, которые перемещаются вместе с потоком газа.

Одновременно с излучением модулятор посылает импульсы на вход триггера 7 преобразующего устройства и перебрасывает его в положение преобразования. Ионизированные «метки», проходя мимо электродов 5, создают в их цепи импульс тока, который через высокоомный усилитель 6 поступает на другой вход триггера и возвращает его в исходное состояние. Длительность импульсов с выхода триггера равна времени переноса ионной «метки» между фиксированными точками трубопровода. Выходной импульс триггера управляет работой генератора пилообразного напряжения 8.

Генератор выдает на выходе пилообразное напряжение, амплитуда которого пропорциональна времени переноса пакета от излучателя до электродов 5. Далее пилообразное напряжение в устройстве 9 преобразуется в напряжение постоянного тока и через выходной каскад 10 с низкоомным выходом поступает во внешнюю цепь. Непродолжительное время жизни ионных «меток», составляющее доли секунды, ограничивает область применения данного преобразователя.

§ III-9. Электронные ИП

Среди первичных ИП общепромышленного применения большую группу составляют преобразователи с неунифицированными естественными выходными сигналами в виде постоянного тока, напряжения, изменения сопротивления, индуктивности или емкости. К этой группе преобразователей относятся термопары, термометры сопротивления, преобразователи рН, пьезоэлектрические преобразователи, емкостные и др. Использование этих сигналов непосредственно в ИИС связано с рядом трудностей. Поэтому, как правило, такие естественные сигналы перед вводом в ИИС преобразуются в унифицированные сигналы в виде постоянного тока или напряжения с помощью электронных ИП постоянного тока, которые иногда называют нормирующими преобразователями. Кроме того, в этих

Принцип действия сцинтилляционного счетчика основан на использовании световых вспышек — сцинтилляций — в некоторых веществах под действием ядерных излучений. Вспышки, воздействуя на фотокатод, выбивают из него электроны, которые образуют в цепи счетчика фототок. В качестве сцинтиллирующих веществ применяют сернистый цинк, активированный серебром или медью; сернистый кадмий, активированный серебром; кристаллы йодистого натрия, активированного таллием, и др.

Величина относительной среднеквадратичной погрешности первичного ионизационного преобразователя может быть определена из выражения

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{t_{\text{изм}} f_N \eta}}, \quad (\text{III-88})$$

где $t_{\text{изм}}$ — время измерения; f_N — частота попадания частиц в приемник; η — эффективность приемника.

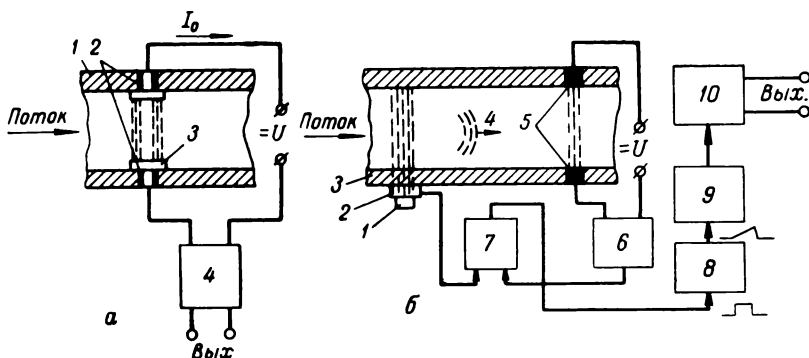


Рис. III-40. Схемы ионизационных преобразователей расхода.

Ионизационные преобразователи применяются для измерения перемещений, давлений, скорости течения газов, количества дымовых примесей и влажности газа, толщины листовых металлов, уровня и других характеристик.

На рис. III-40, а показана схема ионизационного преобразователя расхода газа, работающего на амплитудном принципе измерения тока. На внутренней поверхности трубопровода 1 диаметрально расположены изолированные от него электроды 2. На одном из электродов нанесен слой радиоактивного вещества 3, ионизирующего пространство между электродами.

При отсутствии движущегося газового потока ионы под действием сил электрического поля, создаваемого внешним напряжением постоянного тока U , будут перемещаться к электроду. В цепи электродов возникает ток I_0 , который после прохождения электродометрического усилителя 4 выдается во внешнюю цепь. С появлением движущегося газового потока часть ионов уносится из межэлектродного

Возбуждение модулятора и демодулятора обычно осуществляется от встроенного генератора G . Рациональным выбором частоты возбуждения можно значительно повысить помехоустойчивость ИП, улучшить условия работы модулятора и демодулятора, а также увеличить быстродействие преобразователя.

В усилителе с преобразованием стабильность нуля определяется в основном стабильностью работы модулятора и его уровнем помех. С этой точки зрения пока еще следует отдать предпочтение контактным преобразователям. Однако некоторые разработки последних лет в области создания бесконтактных модуляторов, главным образом на полупроводниковых элементах, по своим характеристикам приближаются к контактным, а по быстродействию и сроку службы значительно их превосходят [Бутусов, 1963а; Карандеев и др., 1965; Синицкий, 1965].

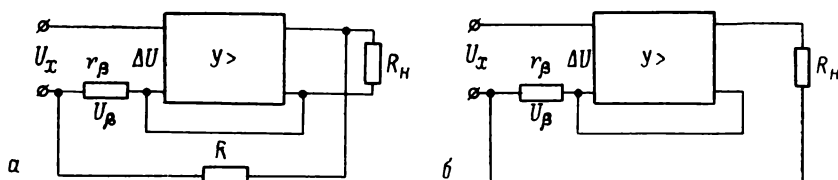


Рис. III-42. Схемы включения обратных связей.

В ряде случаев в ИП целесообразно использовать оба принципа усиления сигнала. Сигнал может усиливаться сначала на несущей частоте, а затем после его демодуляции — с помощью усилителя с непосредственным усилением. Применение такой комбинированной схемы позволяет снизить дрейф нуля, гальванически развязать входную и выходную цепь ИП при обеспечении необходимого быстродействия. Выбор той или иной схемы зависит от конкретных требований, предъявляемых к ИП. Причем как в первом, так и во втором случае не исключается применение отрицательной обратной связи.

Обратная связь может выполняться по выходному напряжению или току. В случае применения обратной связи по напряжению сопротивление ее r_β включается параллельно выходной нагрузке R_n (рис. III-42, а), а при токовой обратной связи — последовательно (рис. III-42, б). В первом случае ИП выдает на выходе унифицированный сигнал в виде напряжения постоянного тока, которое при изменении нагрузки в некоторых пределах остается неизменным. Во втором случае на выходе ИП выдается унифицированный сигнал в виде постоянного тока, который не зависит от сопротивления нагрузки.

Рассмотрим некоторые свойства ИП с глубокой отрицательной обратной связью.

Выходное напряжение ИП $U_{\text{вых}}$ связано с входным U_x зависимостью

$$U_{\text{вых}} = \frac{K_y}{1 + K_y K_\beta} U_x, \quad (\text{III-89})$$

ИП обеспечивается независимость номинальных параметров выходного сигнала ИП от мощности преобразуемого сигнала.

В простейшем случае, когда входным и выходным сигналами служит напряжение постоянного тока, ИП может быть выполнен в виде усилителя постоянного тока УПТ (рис. III-41, а) с глубокой отрицательной обратной связью ОП по выходному напряжению. Последняя кроме стабилизации коэффициента усиления усилителя может осуществлять линеаризацию выходного сигнала первичного ИП, если он имеет нелинейную зависимость между преобразуемым параметром и его выходным сигналом. На вход усилителя поступает сигнал рассогласования $\Delta U = U_x - U_\beta$, полученный после сравнения в УС преобразуемого напряжения U_x и напряжения обратной связи U_β .

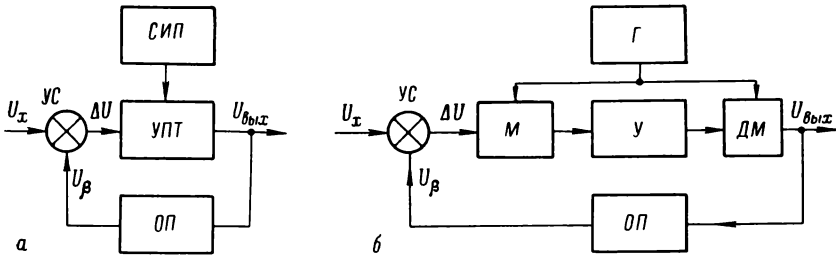


Рис. III-41. Блок-схемы электронных ИП постоянного тока.

Для стабилизации характеристик УПТ питается от встроенного преобразователя стабилизированного источника СИП.

Использование в ИП усилителей постоянного тока с непосредственным усилением связано с некоторыми трудностями стабилизации дрейфа нулевого уровня, особенно при усилении низких уровней напряжений. Для стабилизации нуля используются различные балансные схемы усилителей и специальные корректирующие устройства, выполняющие периодическую или непрерывную коррекцию нуля. Подробное описание УПТ и способы коррекции нуля даны в работах И. В. Бутусова [1963а] и Л. А. Синицкого [1965]. Однако проблема стабилизации нулевого уровня в усилителях постоянного тока с непосредственным усилением до настоящего времени не решена. На сегодня эта задача решается путем использования усилителей постоянного тока с усилением на несущей частоте, или, как еще их называют, усилителей с преобразованием (рис. III-41, б). Здесь преобразуемый сигнал U_x постоянного тока после сравнения в устройстве сравнения УС с сигналом обратной связи U_β преобразуется модулятором М в переменный, который поступает в усилитель переменного тока У на несущей частоте и после усиления снова демодулятором ДМ преобразуется в сигнал постоянного тока. Выходной сигнал с ДМ в виде постоянного тока или напряжения поступает во внешнюю цепь и на вход преобразователя обратной связи ОП.

где K_y — коэффициент усиления усилителя; K_β — коэффициент передачи обратной связи.

Обычно $K_y K_\beta \gg 1$, поэтому выражение (III-89) можно записать в более простой форме:

$$U_{\text{вых}} \approx \frac{U_x}{K_\beta}. \quad (\text{III-90})$$

Из полученного выражения видно, что выходное напряжение преобразователя не зависит от параметров элементов, входящих в цепь прямого усилителя, а определяется только коэффициентом передачи обратного преобразователя.

Отрицательная обратная связь повышает входное сопротивление ИП. Для доказательства этого свойства запишем выражение для сигнала рассогласования

$$\Delta U = U_x - U_\beta,$$

в котором U_β заменим его выражением $U_\beta = \Delta U K_y K_\beta$. Тогда получим

$$\Delta U = \frac{U_x}{1 + K_y K_\beta}.$$

При $K_y K_\beta \gg 1$ выражение примет вид

$$\Delta U = \frac{U_x}{K_y K_\beta}, \quad (\text{III-91})$$

из которого видно, что сигнал на входе усилителя оказывается в $K_y K_\beta$ раз меньше входного сигнала датчика. А это означает, что входное сопротивление $r_{\text{вх}}$ ИП в $K_y K_\beta$ раз выше входного сопротивления усилителя без обратной связи, т. е.

$$r_{\text{вх}} = K_y K_\beta r_y. \quad (\text{III-92})$$

Следовательно, мощность, потребляемая ИП с обратной связью из цепи датчика, в $K_y K_\beta$ раз меньше, чем без обратной связи, т. е.

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{K_y K_\beta} \cdot \frac{U_x^2}{r_y}. \quad (\text{III-93})$$

Повышение входного сопротивления ИП за счет отрицательной обратной связи уменьшает зависимость выходного сигнала от изменения внутреннего сопротивления датчика и сопротивления линии связи, которые в реальных условиях эксплуатации могут изменяться.

В ИП с выходом по напряжению (рис. III-42, а) зависимость между выходным и входным напряжением можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = \frac{K_y}{1 + K_y K_\beta} \cdot \frac{R_n}{\frac{r_b}{1 + K_y K_\beta} + R_n} U_x, \quad (\text{III-94})$$

где r_b и R_n — выходное сопротивление усилителя и сопротивление нагрузки.

Аналогично можно записать выражение для ИП с выходом по постоянному току:

$$I_{\text{вых}} = \frac{G_y}{1 + G_y r_\beta} \cdot \frac{G_n}{\frac{g_b}{1 + G_y r_\beta} + G_n} U_x, \quad (\text{III-95})$$

где g_b и G_n — проводимость выхода и нагрузки; $G_y = \frac{I_{\text{вых}}}{\Delta U}$ — имеет размерность проводимости.

Преобразователи без гальванического разделения входных и выходных цепей

Отечественной промышленностью выпускаются нормирующие преобразователи НП-Т, НП-С, НП-П и др. Преобразователь НП-Т, принципиальная схема которого показана на рис. III-43, служит для преобразования э. д. с. термопар в пропорциональный ей ток. В нем применен магнитно-полупроводниковый усилитель, работающий на несущей частоте 50 гц. Для компенсации э. д. с. нерабочих концов термопары и смещения нуля на входе преобразователя установлен мост, состоящий из сопротивлений R_1, R_2, R_3 и R_4 . Сопротивление R_1 выполнено из меди. Мост питается от стабилизированного источника (обмотка IV трансформатора $Tr_1, D_1, R_6, C_1, R_7, R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, D_2$). Сопротивление R_9 , служащее для температурной компенсации опорных диодов, выполнено из меди. Сопротивление R_{10} служит для регулировки тока питания моста. Для подгонки сопротивления линии связи термопары к определенной величине в преобразователе установлено сопротивление R_5 . На выходе измерительного моста установлен фильтр $Dp-C_2$.

Усилительное устройство преобразователя состоит из магнитного усилителя МУ со стабилизированным выпрямителем ($D_3, R_{12}, R_{13}, R_{14}, D_4, D_5$), входного трансформатора Tr_2 и полупроводникового усилителя.

Магнитный усилитель выполнен на двух тороидальных сердечниках из пермаллоя МО. На каждом сердечнике намотано по одной обмотке возбуждения W_1 , а обмотки управления W_2 и корректора нуля W_3 охватывают оба магнитопровода. Магнитопровод может быть выполнен также и на броневом III-образном сердечнике. В этом случае при серийном производстве обеспечивается более высокая стабильность нуля усилителя. Но броневой сердечник требует специального станка для намотки катушек.

Обмотка возбуждения W_1 питается импульсами постоянного тока частотой 50 гц, стабилизированными кремниевыми стабилизаторами D_4, D_5 . Отрицательная полуволна тока отсекается диодом D_3 .

Для корректировки нуля усилителя имеется вспомогательный мост, образованный делителем R_{17} и сопротивлениями $R_{18} - R_{21}$.

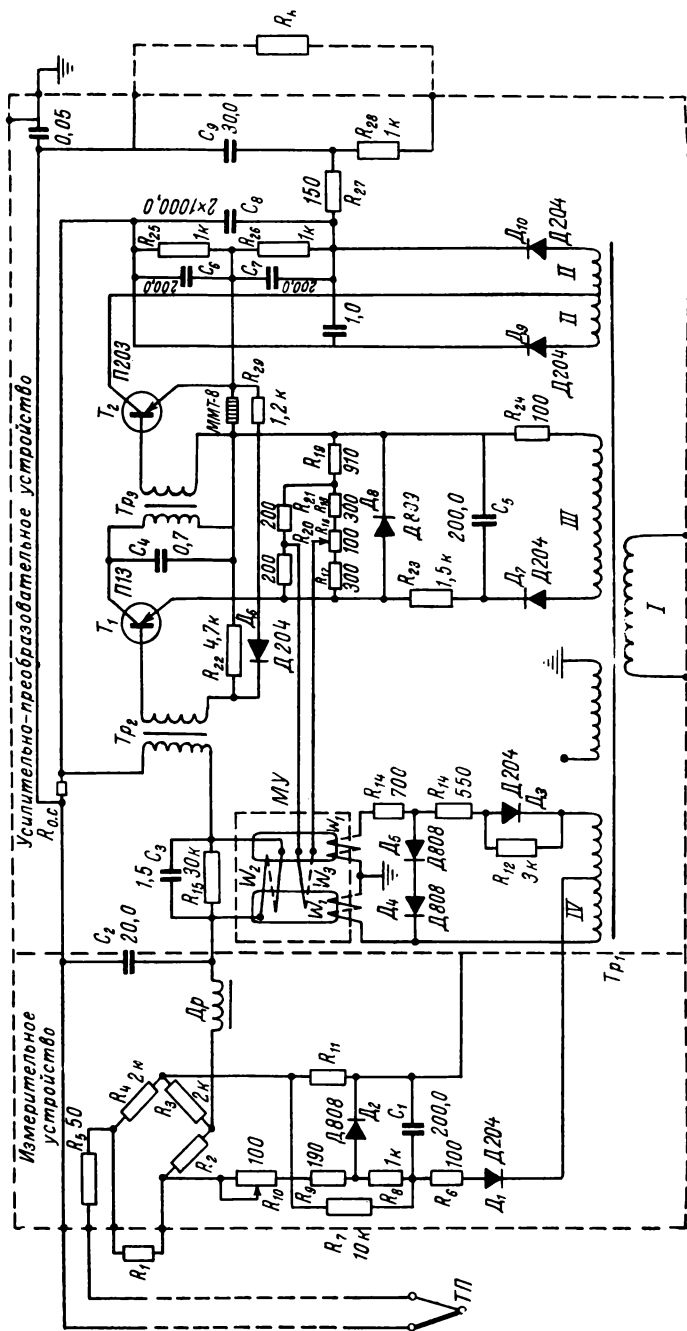


Рис. III-43. Принципиальная схема преобразователя ПП-Т.

На рабочую частоту магнитный усилитель настраивается при помощи конденсатора C_3 . Сопротивление R_{15} служит для регулировки коэффициента усиления.

Входной трансформатор Tr_2 выполняет согласование магнитного и полупроводникового усилителей по сопротивлениям, а также кондуктивное разделение цепей, предохраняющее от обратного воздействия на магнитный усилитель токов в цепи эмиттер — база транзистора T_1 .

Транзистор T_1 включен по схеме с общим эмиттером, обеспечивающей наибольший коэффициент усиления по мощности. Коллекторной нагрузкой транзистора является первичная обмотка межкаскадного трансформатора Tr_3 , зашунтированная конденсатором C_4 . Рабочий режим транзистора задается делителем, образованным диодом D_6 и сопротивлением R_{22} . Диод, сопротивление которого зависит от температуры, улучшает стабильность каскада с ее изменением. Коллекторная цепь каскада питается от стабилизированного выпрямителя (обмотка III трансформатора Tr_1 , диод D_7 , сопротивление R_{24} , конденсатор C_5 , ограничивающее сопротивление R_{23} , опорный диод D_8).

Второй каскад усилителя, собранный на транзисторе T_2 , одновременно с функцией усиления выполняет роль фазочувствительного выпрямителя. Коллекторная цепь каскада питается от обмотки II трансформатора Tr_1 через диоды D_9 , D_{10} и нагрузочные сопротивления R_{25} , R_{26} , зашунтированные конденсаторами C_6 , C_7 .

Выходным напряжением каскада является разность напряжений, создаваемых на сопротивлениях R_{25} , R_{26} . Фильтр C_8 , C_9 , R_{27} дополнительно сглаживает пульсации выходного тока. Сменное сопротивление R_{28} обеспечивает постоянство нагрузки (2—3 ком).

Режим работы транзистора T_2 задается делителем, образованным термосопротивлением ММТ-8 и сопротивлением R_{28} . Термистор обеспечивает стабилизацию режима каскада с изменением окружающей температуры.

Преобразователь охвачен отрицательной обратной связью. Напряжение ее, создаваемое на сопротивлении $R_{0,с}$, алгебраически суммируется с э. д. с. термопары и подается на вход усилителя.

Выходной ток преобразователя меняется в пределах 0—5 ма при изменении входного сигнала в диапазоне 0—10 мв или 0—50 мв и сопротивлении нагрузки до 3 ком. Изменение сопротивления входной цепи допускается в пределах 0—50 ом.

Основная погрешность преобразователя не превышает $\pm 1\%$ от верхнего предела преобразуемой величины. Преобразователь питается переменным током напряжением 220 в, частотой 50 гц. Дополнительная погрешность за счет изменения напряжения питания на $+5$ и -15% не превышает 0,05%; за счет отклонения частоты на ± 1 гц — 0,25% от основной погрешности. Время установления показаний в пределах $\pm 10\%$ установившегося значения не превышает 2 сек.

Для измерения кислотности и щелочности промышленных растворов и пульп служит измерительный преобразователь ПВУ-5256 (рис. III-45). Он выполняет преобразование э. д. с. электродной системы в пропорциональный по величине постоянный ток. Для автоматической компенсации погрешности, возникающей из-за изменения температуры контролируемого раствора, последовательно с электродной системой подается напряжение U и включается термометр сопротивления R_T , помещаемый в контролируемый раствор

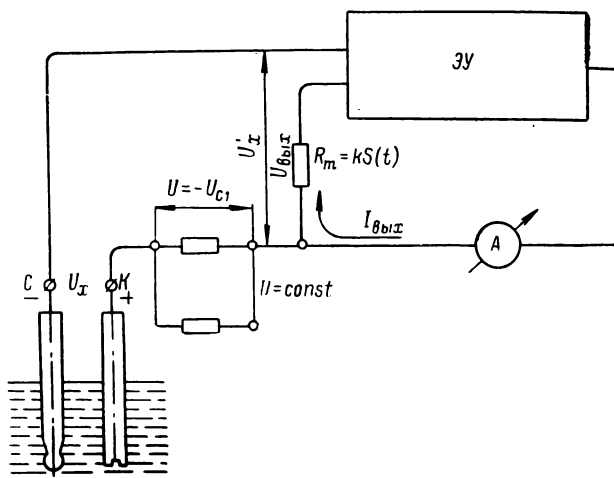


Рис. III-45. Схема, поясняющая принцип действия преобразователя ПВУ-5256.

вместе с электродами. Величина напряжения U равна потенциалу изопотенциальной точки U_{C1} электродной системы [Бутусов, 1964в], но противоположна ему по знаку (рис. III-45).

Сопротивление термометра изменяется с температурой контролируемого раствора по тому же закону, что и крутизна характеристики электродной системы $S(t)$, т. е.

$$R_T = kS(t), \quad (\text{III-96})$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Выходное напряжение преобразователя $U_{\text{вых}}$ будет сравниваться с сигналом

$$U'_x = U_x - U_{C1} = S(t) (\text{pH} - \text{pH}_{C1}), \quad (\text{III-97})$$

где U_x — э. д. с. электродной системы, мв; $S(t)$ — крутизна характеристики электродной системы, являющаяся функцией температуры раствора, мв/рН; pH_{C1} — значение рН раствора, при котором э. д. с. электродной системы не зависит от температуры

Преобразователь НП-С, предназначенный для преобразования изменения сопротивления медных ТСМ и платиновых ТСП термометров в пропорциональное изменение постоянного тока, отличается от НП-Т только схемой измерения. В НП-С термометр включается в плечо моста, который служит источником э. д. с. Сопротивление нагрузки преобразователя до 2,5 ком. Основная погрешность $\pm 0,5\%$.

Преобразователь НП-П предназначен для преобразования изменения переменного напряжения промышленной частоты в пропорциональное ему изменение постоянного тока. В качестве датчиков переменного напряжения могут быть реостатные преобразователи

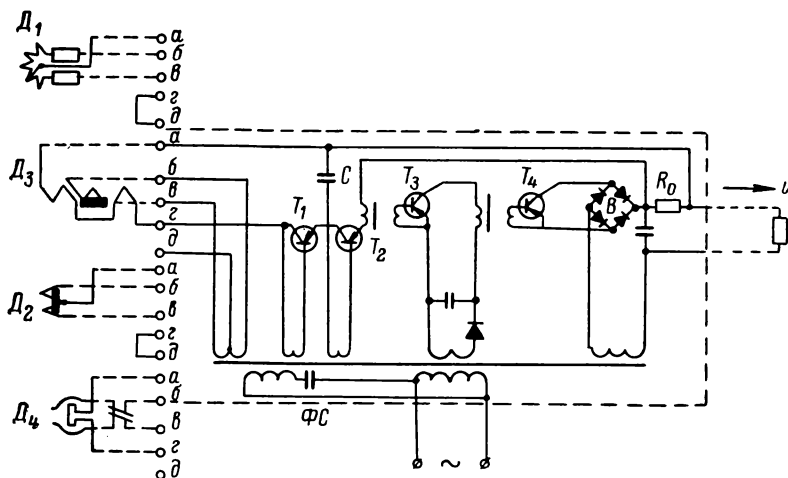


Рис. III-44. Схема преобразователя НП-П.

D_1 , дифференциальные трансформаторы D_2 , индукционные преобразователи D_3 и ферродинамические преобразователи D_4 . Преобразователь выполнен на полупроводниковых элементах (рис. III-44).

Переменное напряжение датчика выпрямляется фазированным выпрямителем на транзисторе T_1 . Разность напряжения на сглаживающем конденсаторе C и напряжения обратной связи, снимаемого с сопротивления R_0 , модулируется модулятором на транзисторе T_2 и усиливается двумя каскадами на транзисторах T_3 и T_4 . Выходной ток выпрямляется с помощью диодного выпрямителя B .

Пределы входного напряжения от 0 до 0,5 и от 0 до 1,5 в, при этом выходной ток изменяется от 0 до 5 ма. Основная погрешность преобразователя $\pm 1\%$ от верхнего предела шкалы. Сопротивление нагрузки до 2,5 ком. Питается преобразователь от сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц. Датчики питаются стабилизированным напряжением от феррорезонансного стабилизатора ФС. Потребляемая из сети мощность не превышает 30 вт.

раствора; U_{C_1} — э. д. с. электродной системы при рН раствора, равном C_1 , мв.

С другой стороны,

$$U_x \approx I_{\text{вых}} R_T. \quad (\text{III-98})$$

Подставив вместо R_T его значение из выражения (III-96), получим

$$U_x = I_{\text{вых}} k S(t), \quad (\text{III-99})$$

или

$$I_{\text{вых}} k S(t) = S(t) (\text{pH} - \text{pH}_{C_1}),$$

откуда

$$I_{\text{вых}} = \frac{1}{k} (\text{pH} - \text{pH}_{C_1}). \quad (\text{III-100})$$

Из полученного выражения видно, что выходной ток преобразователя не зависит от температуры контролируемого раствора.

ПВУ-5256 (рис. III-46) состоит из измерительной схемы компенсационного типа, входного устройства с вибрационным преобразователем, электронного усилителя переменного тока, фазочувствительного детектора, выходного каскада и стабилизированных выпрямителей для питания анодных цепей усилителя и для питания измерительной схемы преобразователя.

Измерительная схема позволяет настраивать преобразователь при работе с различными электродными системами и с требуемыми пределами измерения. Переменным сопротивлением R_{30} устанавливается требуемое падение напряжения на сопротивлении R_{31} , равное по величине потенциалу изопотенциальной точки электродной системы C_1 . Регулировка начала и конца шкалы производится сопротивлениями соответственно R_{29} и R_{18} .

Нижнему пределу измерения соответствует в цепи $R_{\text{пр}1} - R_{\text{пр}2}$ ток 0, а верхнему — 5 мв. Параллельно сопротивлению $R_{\text{пр}2}$ (через зажимы 3, 4 колодки внешних соединений) может быть подсоединен автоматический потенциометр с пределом измерения 0—50 мв. При подключении токовых приборов к зажимам 5, 6 сопротивление $R_{\text{пр}1}$ отключается. Термометр сопротивления R_T подсоединяется к зажимам 1, 2. В приборах, выпускаемых с завода, к зажимам 1, 2 подключается постоянное сопротивление 190 ом, соответствующее значению сопротивления термометра при температуре раствора 20° С.

Напряжение постоянного тока $U_{\text{вх}} = U_x - U_{\text{вых}}$, поступающее на вход усилителя, предварительно отфильтровывается от переменной составляющей помех при помощи фильтра $R_1 C_1$ и преобразуется вибрационным преобразователем ВП в напряжение переменного тока прямоугольной формы. Для исключения влияния сеточных токов первой лампы усилителя на результаты измерения во входном устройстве установлена цепочка из сопротивлений R_2 , R_3 и конденсаторов C_2 , C_3 .

Вибрационный преобразователь работает с перелетом среднего контакта. Во время работы крайние контакты не должны замыкаться

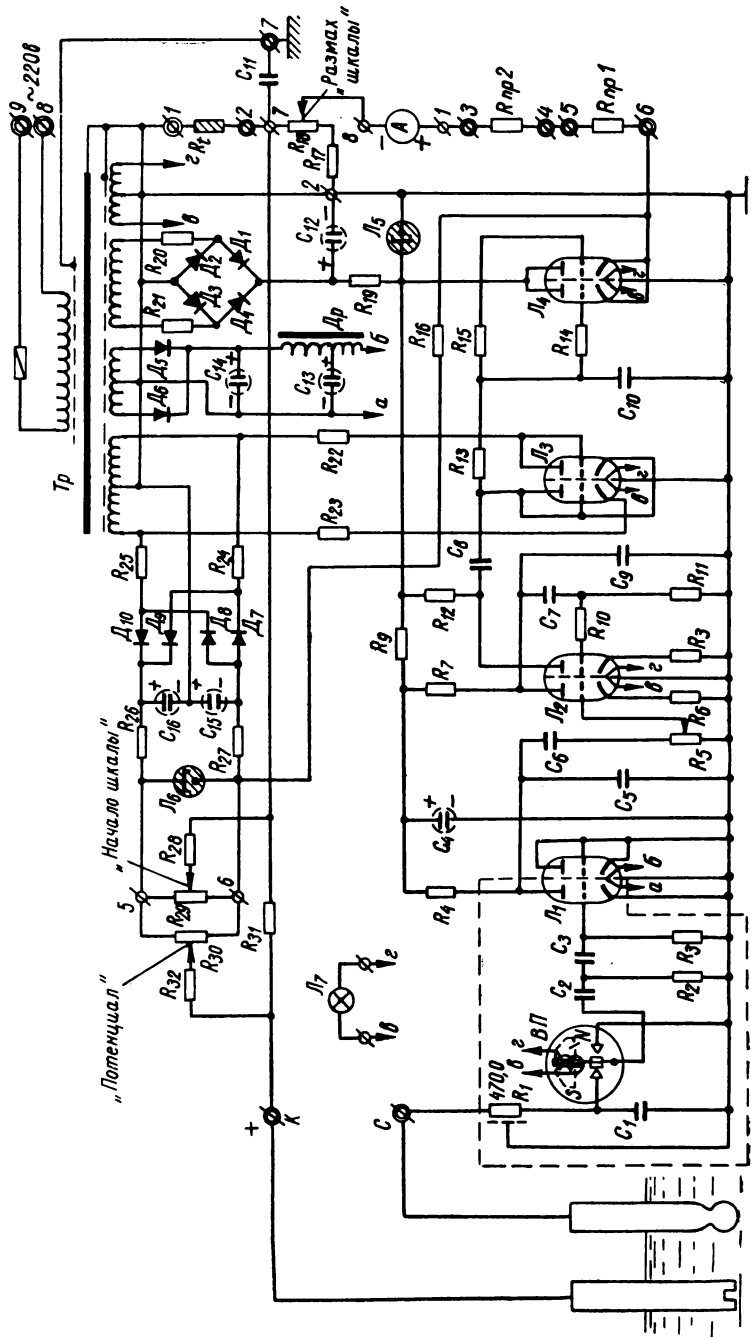


Рис. III-46. Принципиальная схема преобразователя ИВУ-5256.

между собой, так как при этом конденсатор C_1 , медленно заряжающийся через сопротивление R_1 , будет мгновенно разряжаться через контакты вибропреобразователя, вследствие чего усилитель потеряет чувствительность.

Напряжение переменного тока усиливается двумя каскадами L_1 и L_2 , собранными на лампах 6Н2П. Смещение в первом каскаде создается за счет падения напряжения на сопротивлении R_3 при протекании по нему сеточных токов. Для уменьшения фона накал первой лампы питается постоянным током. Конденсаторы C_5 и C_6 предохраняют усилитель от самовозбуждения на высоких частотах. Коэффициент усиления регулируется переменным сопротивлением R_5 .

Усиленное напряжение со второго каскада через разделительный конденсатор C_8 поступает на фазочувствительный детектор L_3 . Двойной триод детектора L_3 работает в диодном режиме. Коммутирующее напряжение детектора подается с вторичной обмотки питающего трансформатора Tr . Для ограничения тока через диоды в проводящий период и для обеспечения симметричности схемы последовательно с диодами включены сопротивления R_{22} , R_{23} .

Выходное напряжение фазочувствительного детектора, отфильтрованное фильтром $R_{13}C_{10}$, управляет током выходного каскада L_4 усилителя, собранного на двойном триоде 6Н1П. Сопротивления R_{14} , R_{15} , включенные в сеточные цепи лампы L_4 , служат для ограничения сеточных токов. В катодную цепь лампы выходного каскада включены сопротивления измерительной схемы и показывающий прибор А.

Стабилизированные источники питания анодных и измерительной цепей выполнены по схеме двухполупериодного выпрямления со стабилизацией напряжения на стабилитронах L_5 , L_6 типа СГ1П.

Корпус усилителя соединяется с «землей» через конденсатор C_{11} емкостью 4 мкф. Преобразователь питается от сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц. Потребляемая мощность 20 в · а. Прибор может быть отградуирован на пределы измерения 0—4, 0—8, 0—14, 4—10 и 6—14 рН. При этом погрешность измерения не превышает $\pm 2\%$ от номинального значения выходного тока преобразователя на первом пределе измерения и $\pm 1\%$ на остальных пределах. Преобразователь выполнен в литом корпусе для щитового монтажа. Размеры окна в щите 220 × 320 мм. Вес прибора около 15 кг.

Преобразователи с гальваническим разделением входных и выходных цепей

Для гальванического разделения входа и выхода применяются либо аналогичные ИП с магнитными усилителями, либо специальные разделительные цепи. Поскольку разделительные цепи обычно включаются в цепь обратной связи или на выходе ИП без охвата обратной связью, то погрешность разделительной цепи полностью

входит в общую погрешность ИП. Поэтому они должны обладать малой погрешностью.

В качестве разделительных цепей применяются трансформаторы переменного или постоянного тока и постоянного напряжения.

Гальваническое разделение входа и выхода с помощью аналогичных ИП с магнитным усилителем оправдывает себя в том случае,

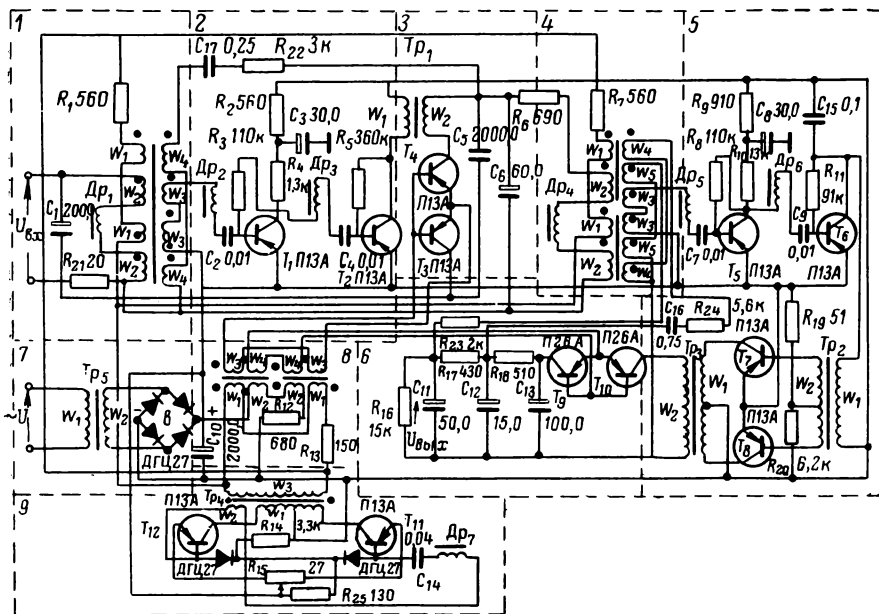


Рис. III-47. Схема двухблочного магнитно-полупроводникового преобразователя.

когда к основному ИП предъявляются жесткие требования в отношении погрешности и когда можно использовать один разделительный на группу основных ИП. В двухблочном ИП каждый из блоков является, по существу, отдельной автокомпенсационной системой, охваченной собственной обратной связью. В первом блоке, обеспечивающем необходимое входное сопротивление для нормальной работы ИП с датчиком, происходит преобразование и усиление сигнала датчика. Второй блок выполняет, по сути, только функцию гальванического разделения входа и выхода.

На рис. III-47 показана принципиальная схема двухблочного магнитно-полупроводникового ИП [Синицкий, 1965]. Преобразователь состоит из магнитных модуляторов 1 и 4; избирательных усилителей 2, 5; фазочувствительных детекторов 3, 6; блока питания 7, генератора прямоугольных импульсов 8 и удвоителя частоты 9.

Каждый из модуляторов выполнен на двух кольцевых сердечниках из пермаллоя 79НМ с наружным диаметром 28 мм и внутрен-

прямоугольных импульсов, расположенного в блоке питания БП. Нагрузкой моста служит цепь коллектор — эмиттер последнего транзистора T усилительного тракта преобразователя $У$ и включенное последовательно с транзистором сопротивление обратной связи $r_{o.c.}$ На выходе выпрямителя B_2 через фильтр нижних частот C_1, R_1, C_2 включена нагрузка преобразователя R_n .

Величина тока в первичной обмотке трансформатора определяется сопротивлением коллектор—эмиттер транзистора, которое определяется величиной сигнала, подаваемого на его базу.

Для разделительного трансформатора необходимо соблюдение линейной зависимости между выпрямленными токами первичной и вторичной цепи, при этом отношение токов $\frac{I_2}{I_1}$ должно оставаться

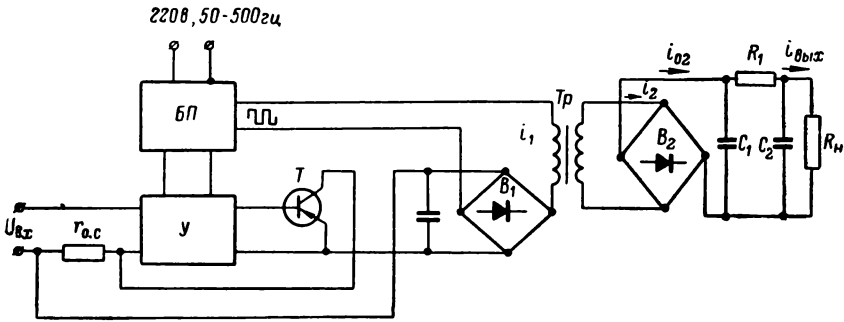


Рис. III-48. Схема разделительного трансформатора переменного тока, включенного на выходе ИП.

постоянным во всем диапазоне преобразуемых сигналов при заданных условиях работы, например при изменениях напряжения питания, сопротивления нагрузки, окружающей температуры и др.

Если предположить, что в трансформаторе отсутствуют ток намагничивания и потери на вихревые токи, то можно записать

$$i_1 W_1 = i_2 W_2, \quad (\text{III-101})$$

где i_1 и i_2 — мгновенные значения токов в первичной и вторичной обмотках.

При ничтожно малых обратных токах вентилей выпрямительных мостов B_1 и B_2 i_1 и i_2 по абсолютной величине совпадают с мгновенными значениями выпрямленных токов i_{01} и i_{02} . В этом случае можно записать равенство

$$W_1 i_{01} = W_2 i_{02}. \quad (\text{III-102})$$

Интегрируя обе части выражения (III-102) за один период переменного тока, получаем

$$W_1 I_{10} = W_2 I_{20}, \quad (\text{III-103})$$

ним 25 мм, толщиной 2,5 мм. На модуляторе намотаны обмотки возбуждения $W_1 = 500$ витков, управления $W_2 = 2000$ витков, выходные $W_3 = 100$ витков и гибкой обратной связи $W_4 = 100$ витков. Кроме того, модулятор второго блока содержит дополнительную обмотку обратной связи $W_5 = 50$ витков. Для выделения второй гармоники в цепях обмоток управления включены дроссели Dr_1, Dr_4 .

Избирательный усилитель выполнен в виде двух резонансных каскадов на транзисторах T_1, T_2 типа П13А с межкаскадной связью на контурах LC , настроенных на частоту второй гармоники. В усилителе второго блока в отличие от первого имеется дополнительно двухтактный каскад усиления мощности, собранный на транзисторах T_7, T_8 типа П13А и связанный с предварительным усилителем через трансформатор Tr_2 .

Фазочувствительные детекторы (Tr_1, T_3, T_4 и Tr_3, T_9, T_{10}), выделяющие напряжения второй гармоники, управляются от магнитного удвоителя частоты, собранного на транзисторах T_{11}, T_{12} и трансформаторе Tr_4 . Удвоитель возбуждается от генератора прямоугольных колебаний и подмагничивается от источника постоянного тока блока питания.

Магнитные модуляторы возбуждаются от генератора прямоугольных импульсов частотой 900 гц со стабилизацией ее с помощью резонансного LC -контура в цепи обратной связи генератора.

Сердечник трансформатора генератора выполнен из пермаллоя 79НМ размером $42 \times 30 \times 4,5$ мм. На сердечнике расположено три обмотки: $W_1 = 2 \times 500$, $W_2 = 500$ и $W_3 = 200$ витков.

Источник питания представляет собой понижающий трансформатор Tr_5 с мостовым выпрямителем B и емкостным фильтром C_{10} . Выходное напряжение источника равно 15 в.

Для устранения автоколебаний в первом блоке применены гибкая обратная связь R_{22}, C_{17} с выхода на обмотку модулятора W_4 и дифференцирующие конденсаторы C_5 и C_6 . С этой же целью и во втором блоке введены гибкая обратная связь R_2, C_{18} и интегрирующая цепочка $C_{12}, R_{18}, C_{11}, R_{17}$, служащая одновременно для подавления входных пульсаций.

Предел преобразуемого напряжения постоянного тока равен 0—3 мв. Погрешность преобразования не превышает $\pm 0,2\%$. Время преобразования около 200 мсек. Рабочий диапазон температур 0—60° С. Потребляемая мощность из сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц не превышает 3 вт. Преобразователь допускает включение линейризирующего блока.

Ввиду сложности двухблочная схема разделения имеет ограниченную область применения. Более просты схемы разделения с разделительными трансформаторами.

На рис. III-48 показана принципиальная схема разделительного трансформатора переменного тока, включенного на выходе ИП. В первичной и вторичной обмотках трансформатора Tr включены выпрямительные мосты B_1 и B_2 . Мост B_1 питается от генератора

Основными показателями работы трансформатора постоянного тока являются постоянство коэффициента трансформации

$$K = \frac{I_H}{I_x} = \frac{U_x}{U_B} \quad (\text{III-105})$$

и погрешность преобразования δ , т. е. отклонение зависимости $I_H = f(I_x)$ от линейной при изменении тока управления I_x от нуля

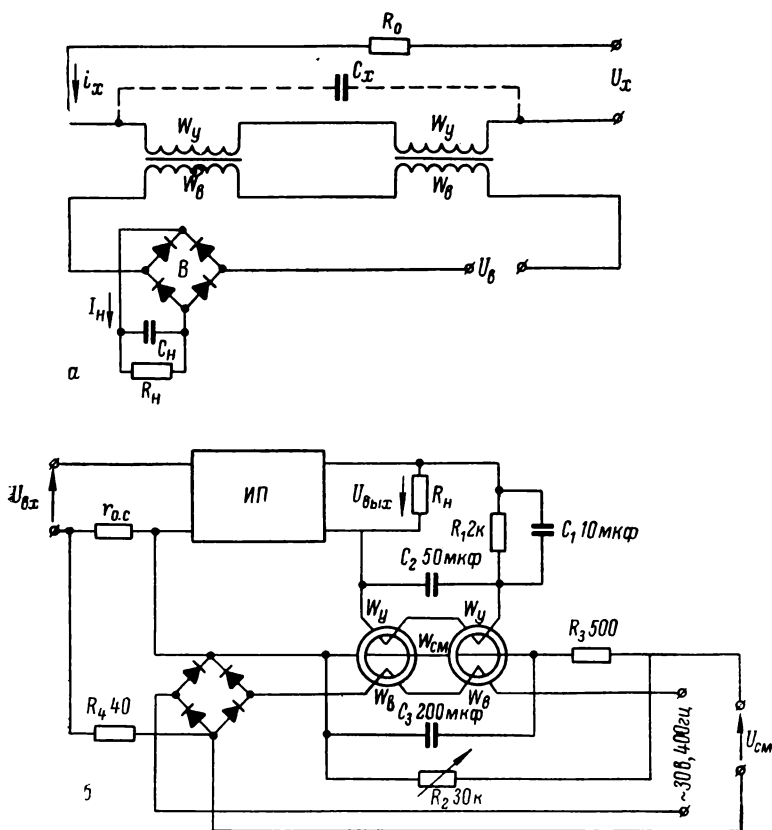


Рис. III-49. Схемы разделительных трансформаторов постоянного тока: а — без смещения; б — со смещением.

до номинального значения. Погрешность преобразования и коэффициент трансформации зависят от величины тока холостого хода, обратных токов вентилей и степени насыщения сердечника. Поэтому при конструировании трансформатора необходимо стремиться уменьшить ток холостого хода и обратный ток вентилей. Чтобы устранить влияние колебаний напряжения возбуждения и частоты на погрешность преобразования, необходимо степень насыщения трансформа-

где I_{10} , I_{20} — постоянные составляющие токов на выходе выпрямительных мостов.

В статическом режиме ток I_{10} связан с входным сигналом ИП зависимостью $U_{\text{вх}} = r_{\text{о.с}} I_{10}$ или $I_{10} = \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{о.с}}}$.

Подставив значение тока I_{10} в уравнение (III-103), получим

$$I_{20} = \frac{W_1}{W_2} \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{о.с}}}, \quad (\text{III-104})$$

т. е. выходной ток $i_{\text{вх}}$ определяется только величиной входного сигнала. Однако эта зависимость в реальных условиях не соблюдается из-за наличия намагничивающего тока, потерь в сердечнике и обратных токов вентилях. Для уменьшения погрешности необходимо выбирать материал сердечника трансформатора с высокой магнитной проницаемостью и малыми потерями на гистерезис, а вентили — с малым обратным током.

Включение фильтра на выходе B_2 , уменьшающего уровень пульсаций в нагрузке R_n , снижает быстродействие ИП. Без увеличения постоянной времени фильтра уровень пульсации можно уменьшить применением напряжения возбуждения в виде импульсов прямоугольной формы.

При соблюдении указанных условий погрешность трансформатора переменного тока может быть уменьшена до 0,10—0,15%, а величина пульсаций при времени установления 20—30 мсек и рабочей частоте $f = 1000 \text{ гц}$ — до 0,15—0,2% [Синицкий, 1965].

Разделительный трансформатор переменного тока можно использовать лишь в ИП с выходом по току. При необходимости создания ИП с выходом по напряжению для гальванического разделения входа с выходом может быть использован разделительный трансформатор постоянного тока, который позволяет получить также выход и по току.

Разделительный трансформатор постоянного тока обычно выполняется по схеме дроссельного магнитного усилителя (рис. III-49, а), состоящего из обмотки управления W_u и обмотки возбуждения W_b , последовательно с которой включен выпрямительный мост B . На выходе моста включается нагрузка R_n , зашунтированная конденсатором C_n , снижающим пульсации выпрямленного тока I_n .

Включением конденсатора C_x достаточно большой емкости параллельно цепи управления или параллельным включением обмоток управления трансформатор можно перевести в режим работы со свободными четными гармониками тока, а последовательным включением с обмоткой управления большого активного сопротивления R_0 или индуктивности L_0 — в режим работы подавления четных гармоник. Первый режим (со свободными четными гармониками тока) наиболее предпочтителен, так как при этом получается наименьшая погрешность преобразования.

тора ξ принимать в пределах $0,7—0,9$, при этом еще не сильно возрастает погрешность, обусловленная нелинейностью, но практически полностью устраняется влияние напряжения и частоты на величину погрешности.

Погрешность преобразования разделительного трансформатора без применения специальных схем по уменьшению тока холостого хода может быть снижена до $\pm 1\%$. Для уменьшения погрешности от тока холостого хода применяются разделительные трансформаторы постоянного тока со смещением.

Схема разделительного трансформатора со смещением, включенного в цепь обратной связи ИП, показана на рис. III-49, б. Трансформатор со смещением в отличие от обычного разделительного имеет дополнительную обмотку смещения $W_{см}$, подключенную

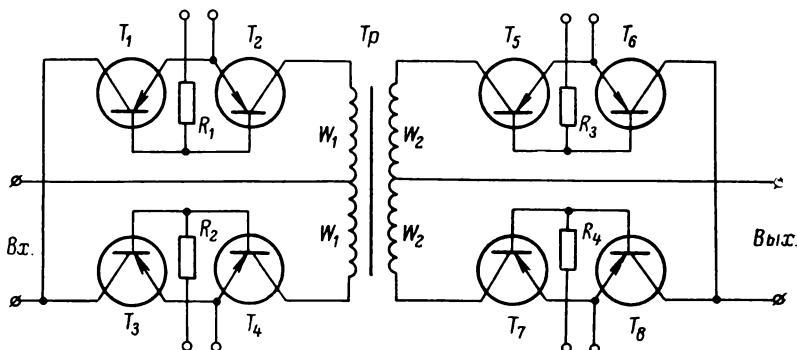


Рис. III-50. Схема разделительного трансформатора постоянного напряжения.

к источнику постоянного тока $U_{см}$. Использование разделительного трансформатора со смещением позволяет уменьшить погрешность преобразователя до $0,1—0,2\%$.

Изменение величины тока смещения не влияет на δ и K , что дает возможность использовать в качестве источника смещения обычный выпрямитель. Кроме того, разделительный трансформатор со смещением в отличие от обычного обладает меньшей постоянной времени и чувствителен к знаку сигнала.

Наконец, гальваническое разделение входа и выхода ИП может быть выполнено с помощью так называемого трансформатора постоянного напряжения, осуществляющего преобразование выходного постоянного напряжения ИП в переменное, его трансформацию и детектирование. Одна из возможных схем трансформатора постоянного напряжения показана на рис. III-50, в котором модулятор и демодулятор выполнены на транзисторах соответственно $T_1—T_4$ и $T_5—T_8$, работающих в режиме переключения. Модулятор и демодулятор питаются от одного и того же источника переменного тока. Для обеспечения линейной зависимости между выходным и входным

напряжением необходимо надежное отпирание транзисторов. Для этого целесообразно модулятор и демодулятор питать напряжением прямоугольной формы. Величина управляющих токов определяется сопротивлениями $R_1—R_4$.

Погрешность трансформатора может возникать от нечеткой работы ключей, от изменения окружающей температуры, от токов холостого хода трансформатора T_r и ключей в запертом состоянии. Однако все эти погрешности можно свести до величины, не превышающей $\pm 0,1\%$. Пульсации выходного напряжения не более 1% от номинального выходного напряжения. Постоянная времени трансформатора не выше 1 мсек, поэтому в некоторых случаях его можно считать безынерционным звеном.

Разделительный трансформатор постоянного напряжения целесообразно располагать в цепи обратной связи ИП, что позволяет получать на выходе ИП сигнал в виде постоянного тока или постоянного напряжения с малым уровнем пульсаций в нагрузке.

Принципиальная схема ИП с разделительным трансформатором постоянного напряжения в цепи обратной связи показана на рис. III-51 [Синицкий, 1965]. ИП состоит из магнитного модулятора 1 с выходом на удвоенной частоте, избирательного усилителя 2, фазового детектора 3, усилителя постоянного тока 4, разделительного трансформатора постоянного напряжения 5, генератора возбуждения разделительного трансформатора 6 и блока питания 7, состоящего из выпрямителя, внутреннего генератора и магнитного удвоителя частоты. Предел преобразуемых напряжений составляет $0—3$ мв и погрешность $\pm 0,1\%$.

В многоканальных ИИС при незначительном удалении датчиков от устройства обработки информации целесообразно нормирующие преобразователи устанавливать на приемной стороне после коммутаторного устройства. В этом случае можно на группу датчиков использовать один нормирующий преобразователь, который должен обладать достаточным быстродействием, с тем чтобы за время подключения к нему датчика мог завершиться весь цикл преобразования контролируемого параметра данным датчиком.

На рис. III-52 показана блок-схема многоканального преобразователя ГП16-ЕС, служащего для преобразования сигналов термопар градуировок ХА, ХК, ПП и термометров сопротивления градуировок 21, 22, 23 и 24 в унифицированный сигнал постоянного тока. Преобразователь состоит из переходной колодки ПК с измерительными схемами ИМ-Е и ИМ-С; релейного коммутатора РК; фильтра Ф; усилителя постоянного тока УПТ, состоящего из модулятора М, усилителя переменного тока У, демодулятора Д и интегрирующего усилителя ИУ; выходного каскада ВК; цепи обратной связи ОС; генератора Г; выпрямителя В и блока управления коммутатором и коэффициентом усиления ВУ.

Сигналы от термопар ТП и термометров сопротивления ТС поступают через переходную колодку ПК соответственно на измерительные схемы ИМ-Е и ИМ-С. Последние служат для компенсации

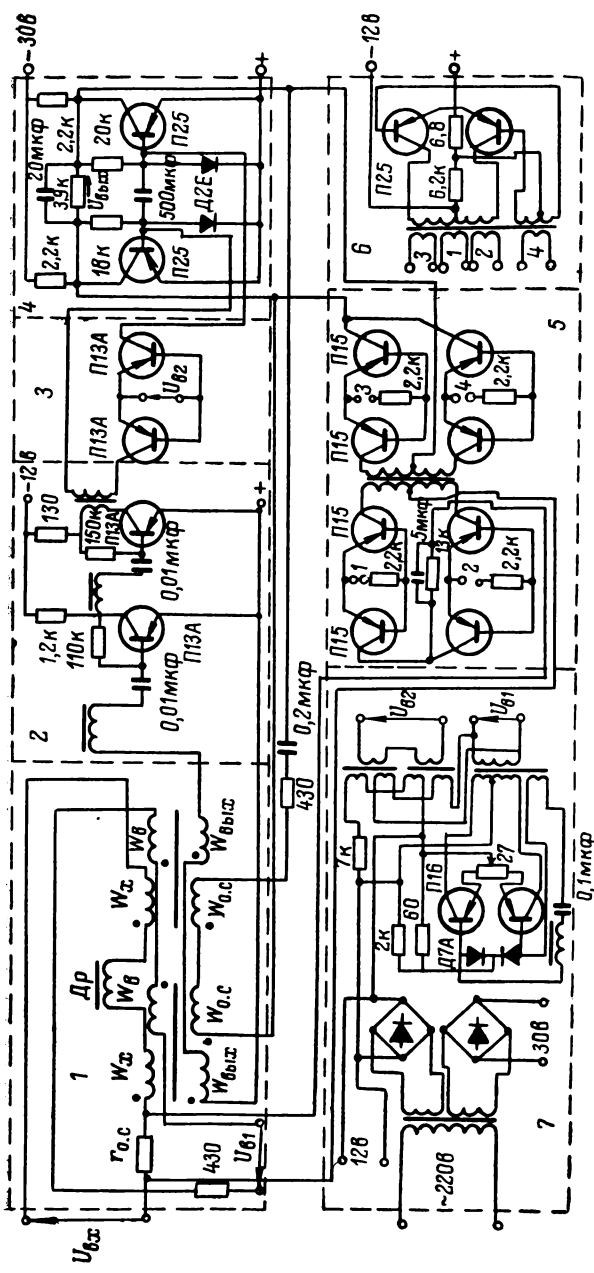


Рис. III-51. Схема преобразователя с разделительным трансформатором постоянного напряжения в цепи обратной связи.

нерабочих концов термопары, подгонки сопротивления линии связи и питания цепей термометров постоянным током. Сигнал с выхода измерительных схем через коммутатор подается на фильтр, ослабляющий переменную составляющую помехи входного сигнала. Коммутатор управляется сигналами от блока управления, который в свою очередь управляется сигналами от внешнего программирующего устройства. Причем одновременно с подключением датчика автоматически от блока управления устанавливается соответствующий коэффициент усиления усилителя.

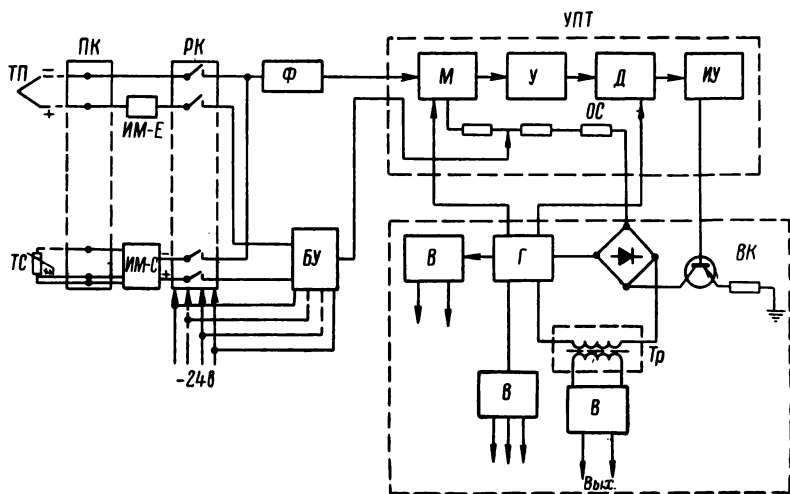


Рис. III-52. Блок-схема многоканального преобразователя ГП16-ЕС.

С фильтра сигнал поступает на УПТ, где он модулятором преобразуется в переменный, проходит через усилитель переменного тока, а затем демодулятором преобразуется в напряжение постоянного тока. Полоса пропускания усилителя от 10 гц до 20 кгц. Выпрямленный сигнал с демодулятора подается на интегрирующий усилитель, который служит для сглаживания напряжения после демодулятора и для последующего усиления сигнала. С интегрирующего усилителя сигнал поступает на выходной каскад, служащий для гальванического разделения входной и выходной цепи. В выходном каскаде сигнал постоянного тока с интегрирующего усилителя преобразуется в переменный сигнал, который на вторичной обмотке разделительного трансформатора Тр снова выпрямляется, фильтруется и в виде постоянного тока 0—5 ма выдается во внешнюю цепь.

Время установления выходного сигнала не превышает 20 мсек. Преобразователь имеет три диапазона входных напряжений: 0—15, 0—30 и 0—60 мв. Сопротивление нагрузки преобразователя 2 ком. На первом диапазоне входных напряжений погрешность преобразо-

рис. III-53, а. Этот элемент, который в дальнейшем будем называть ключом K_e , работает как реле, замыкающее свой контакт при повышении напряжения.

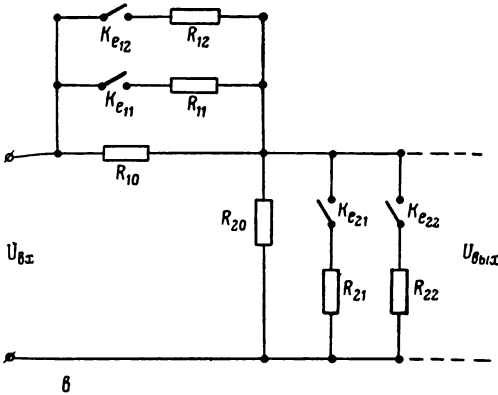
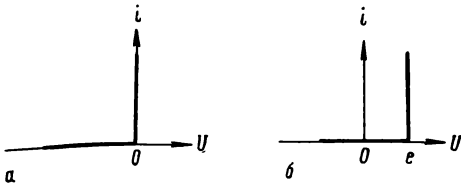


Рис. III-53. Схемы нелинейных элементов. а — идеализированная вольтамперная характеристика диода; б — идеализированная вольтамперная характеристика со смещением; в — нелинейный делитель напряжения.

На рис. III-53, в показана возможная схема нелинейного делителя напряжения, образованного из линейных сопротивлений и диодных ключей. С помощью этого делителя можно получать четырехполосники с произвольной кусочно-линейной передаточной функцией. Для примера рассмотрим воспроизведение кусочно-линейной передаточной функции, изображенной на рис. III-54, с помощью делителя напряжения параллельного типа. Из графика следует, что после первого излома характеристики при $U_{вх} = U_1$ дифференциальный коэффициент передачи делителя должен возрасти. Это достигается замыканием ключа K_{e11} со смещением на

$$e_{11} = U_1 \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{20}}. \quad (\text{III-106})$$

Величина сопротивления R_{11} выбирается такой, чтобы дифференциальный коэффициент передачи на втором участке γ_2 соответствовал графику, т. е.

$$K_2 = \frac{R_{20}}{R_{20} + \frac{R_{10}R_{11}}{R_{10} + R_{11}}}. \quad (\text{III-107})$$

Наклон третьего участка графика меньше, чем второго, поэтому при $U_{вх} = U_2$ сопротивление R_{20} должно быть шунтировано сопротивлением R_{21} . Величина шунтирующего сопротивления R_{21} выбирается в соответствии с угловым коэффициентом третьего участка

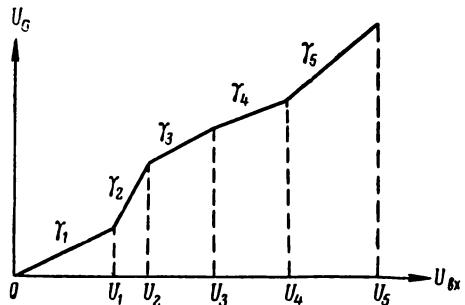


Рис. III-54. График кусочно-линейной функции.

вателя не превышает $\pm 1\%$, а на двух последующих — $0,5\%$. Максимально к преобразователю можно подключить 16 датчиков. Питается преобразователь от источника постоянного тока напряжением 24 в. Потребляемый ток от источника питания около 0,1 а. Преобразователь нормально работает при окружающих температурах от 5 до 50°C .

Схемы линеаризации

Как уже отмечалось ранее, ряд первичных ИП-датчиков имеет нелинейную зависимость выходной величины от контролируемого параметра. Характеристику датчика можно линеаризовать введением в схему нелинейного звена с соответствующей нелинейностью. Оно может быть включено на выходе датчика, на выходе нормирующего преобразователя или в цепи отрицательной обратной связи нормирующего преобразователя.

Первый способ включения нелинейного звена можно применить лишь в том случае, когда мощность выходного сигнала датчика достаточна для работы нелинейного звена, что бывает сравнительно редко. Второй способ включения из-за низкого к. п. д. нелинейного звена также нежелателен. Включение нелинейного звена в цепи отрицательной обратной связи наиболее распространено, хотя и этому способу присущи свои недостатки. К ним относятся нелинейность коэффициента усиления ИП, затрудняющая получение необходимой динамики преобразователя, и нестабильность элементов нелинейного звена, которая может увеличивать погрешность преобразователя. Однако при соответствующем проектировании ИП и выборе элементов нелинейного звена влияние указанных факторов на работу преобразователя можно свести к минимуму. Поэтому рассмотрим лишь третий способ включения нелинейного звена. В этом случае для получения линейной зависимости между выходной величиной нормирующего преобразователя и контролируемым параметром функция передачи нелинейного звена должна быть одинаковой с функцией преобразования датчика.

Для воспроизведения нелинейной функции наибольшее применение получили схемы с диодами, работающими в ключевом режиме на постоянном токе. Передаточные функции этих схем имеют вид ломаных линий. Поэтому нелинейная функция аппроксимируется, т. е. заменяется на данном участке кусочно-линейной так, чтобы погрешность от этой замены не превышала заданной величины [Синицкий, 1965]. Полученная таким образом кусочно-линейная зависимость воспроизводится с помощью диодных схем.

Идеализированная вольтамперная характеристика диода показана на рис. III-53, а. Если последовательно с диодом включить источник э. д. с. e , то точка излома характеристики сместится от начала координат вправо на величину e (рис. III-53, б). Поэтому диод с источником э. д. с. можно рассматривать как идеальный нелинейный элемент с характеристикой, изображенной на

графика. Последующий участок графика имеет меньший наклон. Поэтому дифференциальный коэффициент передачи на этом участке должен уменьшаться, что достигается последовательным включением шунтирующего сопротивления R_{22} . И, наконец, на последнем участке γ_5 коэффициент передачи возрастает. Соответствующее увеличение коэффициента передачи обеспечивается шунтированием сопротивления R_{10} при $U_{вх} = U_5$ сопротивлением R_{12} . Таким образом, для воспроизведения графика, показанного на рис. III-54, необходимо нелинейное звено с четырьмя ключами, два из которых включаются параллельно R_{10} , а два других — параллельно R_{20} .

Для преобразования токового сигнала необходимо иметь нелинейное звено в виде делителя тока (рис. III-55), в котором выходное напряжение $U_{вых}$ с входным током связаны зависимостью

$$U_{вых} = \frac{R_2 R_{ш}}{R_1 + R_2 + R_{ш}} i_1. \quad (III-108)$$

В качестве диодов для нелинейных ключей могут применяться кремниевые плоскостные диоды, и в частности кремниевые стабилитроны.

Для смещения характеристик могут быть использованы стабилизированные источники напряжения, включаемые последовательно с каждым диодом. Однако этот способ смещения громоздкий и малоэкономичный, поэтому он имеет ограниченное применение. В случае нелинейного делителя параллельного типа смещение характеристик можно осуществлять от одного источника через делитель напряжения.

Нелинейные звенья с кремниевыми стабилитронами могут работать без источников смещающего напряжения (рис. III-56, а). Для смещения используются изломы вольтамперных характеристик стабилитронов при напряжении около 0,7 в. Причем такие делители можно выполнить только последовательного типа. Очередность срабатывания диодов D_1 , D_2 определяется величиной шунтируемых сопротивлений R_1 , R_2 . Диод, шунтирующий большее сопротивление, срабатывает раньше шунтирующего меньшее сопротивление. Однако рассмотренное нелинейное звено на стабилитронах имеет тот недостаток, что выходное напряжение нельзя получить меньше 0,7 в. Этот недостаток устранен в несколько усложненной схеме нелинейного делителя (рис. III-56, б). Здесь наклон первого участка определяется из выражения

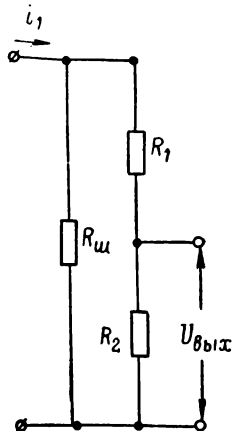


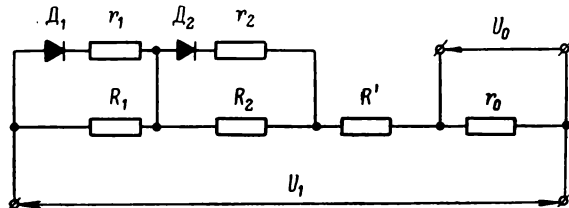
Рис. III-55. Схема нелинейного делителя тока.

$$\gamma_1 = \frac{r_0}{R_1 + R_2 + R_3 + r_0}. \quad (III-109)$$

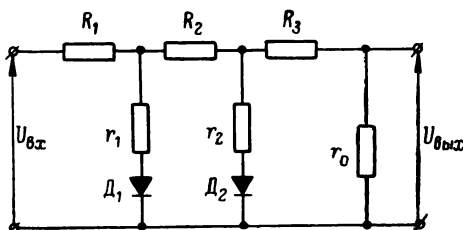
После срабатывания диода D_1 наклон участка уменьшается в соответствии с выражением

$$\gamma_2 = \frac{r_0}{R_1 + R_2 + R_3 + r_0 + \frac{R_1}{r_1} (R_2 + R_3 + r_0)}. \quad (\text{III-110})$$

При срабатывании диода D_2 наклон участка снова уменьшается. Величиной шунтирующих сопротивлений можно менять крутизну наклона участков.



а



б

Рис. III-56. Нелинейные преобразователи без смещения напряжения:

а — с выходным напряжением не менее 0,7 ϵ ; б — с возможностью изменения выходного напряжения начиная от нуля.

С изменением окружающей температуры меняется вольтамперная характеристика, а следовательно, и характеристика нелинейного звена. Это изменение вызывается главным образом смещением точки излома характеристики диода при изменении температуры. Простейшим способом компенсации температурной погрешности служит включение медных сопротивлений в цепь делителя. Например, для делителя, показанного на рис. III-56, б, сопротивления r_1 и r_2 полностью или частично выполняются из меди.

Блок линеаризации для кусочно-линейной аппроксимации непрерывной нелинейной функции $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ принципиально может быть выполнен и на переменном токе. Одна из таких схем линеаризации на переменном токе показана на рис. III-57. На сопротивление R_1 подается опорное напряжение $U_{\text{оп}}$ постоянного

тока. Пока модуль мгновенного значения входного сигнала $|U_{вх}|$ меньше опорного напряжения $U_{оп}$, диоды $D_1—D_4$ заперты и напряжение на выходе $U_{вых} = 0$. Если $|U_{вх}|$ превышает $U_{оп}$, диоды $D_1—D_4$ отпираются и на выходе появляется напряжение, амплитудное значение которого $U_{m\text{ вых}}$ связано линейной зависимостью с амплитудным значением входного напряжения (рис. III-57, б; кривая 1) [Райхман, 1966]:

$$U_{m\text{ вых}} = k(U_{m\text{ вх}} - U_{оп}). \quad (\text{III-111})$$

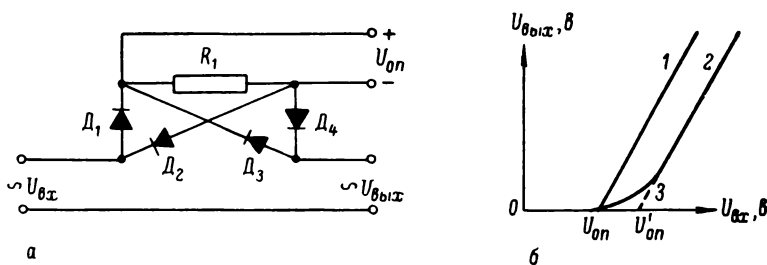


Рис. III-57. Нелинейный преобразователь переменного тока.
а — принципиальная схема; б — графики зависимости выходного напряжения преобразователя $U_{вых}$ от входного $U_{вх}$.

Можно показать, что среднее значение модуля выходного напряжения $|U_{вых}|_{ср}$ при $U_{m\text{ вх}} > U_{оп}$ связано с входным синусоидальным напряжением зависимостью

$$|U_{вых}|_{ср} = \frac{2k}{\pi} (U_{m\text{ вх}} - U_{оп}) \frac{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta}{1 - \cos \Theta}, \quad (\text{III-112})$$

где $\cos \Theta = \frac{U_{оп}}{U_{m\text{ вх}}}$.

Эта зависимость изображена на рис. III-57, б кривой 2, которая построена для идеализированных диодных ключевых схем, т. е. сопротивление диодов в обратном направлении принято бесконечно большим ($R_{об} \rightarrow \infty$), а в прямом — бесконечно малым ($R_{пр} \rightarrow 0$).

Зависимость (III-112) с некоторым приближением графически можно изобразить в виде касательной 3 к кривой 2 (рис. III-57, б), аналитическое выражение которой запишется в виде

$$|U_{вых}|_{ср} \approx \frac{2k}{\pi} (U_{m\text{ вх}} - U_{оп}). \quad (\text{III-113})$$

Следовательно, можно считать, что при $U_{m\text{ вх}} > U_{оп}$ диодная ключевая схема (рис. III-57, а) выполняет линейное преобразование входного сигнала.

§ III-10. Частотные ИП

Частотные ИП (ЧИП), выдающие на выходе сигнал в виде изменения частоты переменного тока или частоты следования электрических импульсов, функционально связанной с величиной контролируемого параметра, позволяют легко преобразовать непрерывную величину в дискретную.

Преобразователи позиционного типа

Преобразователи позиционного типа применяются в основном для преобразования скорости и объемного расхода. Примером ИП скорости служит тахогенератор переменного тока для измерения скорости

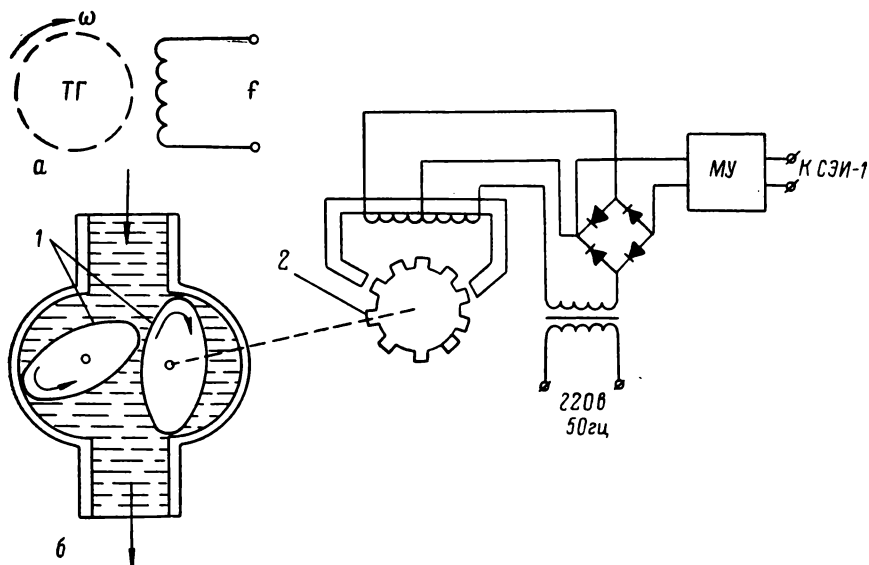


Рис. III-58. Частотные ИП позиционного типа.

a — схема индукционного тахогенератора переменного тока; *б* — схема объемного расходомера типа СЖША.

вращения (рис. III-58, *a*), частота выходного напряжения которого прямо пропорциональна скорости вращения ротора:

$$f = \frac{p\omega}{2\pi} = \frac{pn}{60},$$

где p — число пар полюсов ротора; n — число оборотов ротора в минуту.

Примером позиционного преобразователя объемного расхода жидкости является преобразователь типа СЖША (рис. III-58, *б*). Работа его основана на подсчете числа порций жидкости, проходя-

изолированную металлическую струну 1, расположенную между полюсами постоянного магнита 2. Один конец струны жестко закреплен в точке 3 корпуса преобразователя, а второй связан с чувствительным элементом датчика 4, который преобразует контролируемый параметр в силу натяжения струны. В качестве таких преобразователей практически могут быть использованы все датчики, имеющие на выходе сигнал в виде перемещения, в частности все измерительные механизмы электроизмерительных приборов, электромеханические датчики и т. п.

Если по струне пропустить переменный ток, то при взаимодействии его с магнитным полем постоянного магнита возникнут колебания струны. В результате колебания струны в постоянном магнитном поле в ней наводится э. д. с., которая является выходной величиной преобразователя.

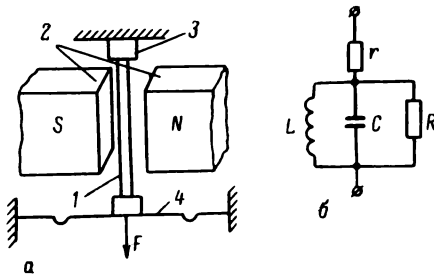


Рис. III-59. Струнный ЧИП с магнитоэлектрическим способом возбуждения.

a — принципиальная схема; *b* — схема замещения колебания струны преобразователя.

Частота поперечных колебаний струны определяется выражением

$$f = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F}{\rho l}} = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F}{\rho S}}, \quad (\text{III-115})$$

где n — номер гармоники (обычно $n = 1$); l — длина струны, m ; ρ_l — линейная плотность струны, $кг/м$; F — сила натяжения струны, $н$; ρ — объемная плотность материала струны, $кг/м^3$; S — сечение струны.

Эта формула получена из предположения, что жесткость создается только за счет внешней растягивающей силы. Это справедливо при $l/d \geq 300$, где d — диаметр струны.

Как видно из выражения (III-115), частота колебаний струны определяется ее натяжением под действием силы F , создаваемой измеряемой величиной. Под действием силы F происходит удлинение струны в соответствии с выражением

$$\Delta l = \frac{Fl}{ES}, \quad (\text{III-116})$$

где l — первоначальная длина струны, $м$; E — модуль упругости, $н/м^2$.

Из приведенной формулы видно, что струнный преобразователь может быть использован для контроля малых перемещений в пределах Δl .

щих через две вращающиеся за счет потока контролируемой жидкости шестерни 1. Их вращение через магнитную муфту передается якорю индукционного датчика 2. Импульсы, вырабатываемые индукционным датчиком, проходят через магнитный усилитель МУ и поступают на импульсный счетчик СЭИ-1. Количество импульсов, зарегистрированное счетчиком, пропорционально измеренному расходу жидкости.

ИП прямого преобразования с колебательными системами

ЧИП с электромеханическими системами, обладающими высокой добротностью ($Q = 10^3 \div 10^4$), обеспечивают большую точность преобразования по сравнению с другими колебательными системами.

В колебательной системе с сосредоточенными параметрами частота собственных колебаний

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad (\text{III-114})$$

где k — жесткость; m — масса.

Изменяя жесткость или массу, можно менять частоту собственных колебаний системы. Однако в большинстве случаев частота колебаний изменяется за счет жесткости, характеризуемой силой, пропорциональной отклонению массы от нейтрального положения и направленной в противоположную отклонению сторону. Эта сила может быть создана упругими элементами с расположенной на них массой или же приложена к массе извне, как, например, в маятнике, в котором жесткость создается за счет силы тяжести. В первом случае жесткость может меняться за счет изменения размеров, формы или свойств упругих элементов, а во втором — за счет изменения величин внешних масс.

В электромеханических колебательных системах в качестве колебательных элементов могут быть применены натянутая струна, металлическая или кварцевая пластина, маятник, цилиндр и т. п. [Агейкин, Костина, Кузнецова, 1965]. Наиболее широко применяются струнные преобразователи, обладающие высокой чувствительностью, малой погрешностью, небольшой инерционностью, малым потреблением энергии для возбуждения собственных колебаний струны, возможностью преобразования в частоту различных физических величин и высокой надежностью.

Способ возбуждения колебаний струны выбирается в зависимости от ее магнитных свойств. Для немагнитных струн используется магнитоэлектрический способ, при котором ток возбуждения пропускается через струну, расположенную между полюсами постоянного магнита. Магнитные струны возбуждаются электромагнитным способом.

Струнный преобразователь с магнитоэлектрическим способом возбуждения (рис. III-59, а) представляет собой электрически

Энергия, затрачиваемая на изменение длины струны, может быть определена из выражения

$$W = \frac{F \Delta l}{2} = \frac{F^2 l}{2ES}. \quad (\text{III-117})$$

В зависимости от приложенной энергии частота колебаний струны определяется по формуле

$$f = \frac{1}{l} \sqrt[4]{\frac{EW}{8\rho^2 S l}}. \quad (\text{III-118})$$

Если предположить, что колебания струны имеют синусоидальную форму с малой амплитудой и распределение индукции магнитного поля вдоль струны происходит по синусоидальному закону, то движение струны можно описать уравнением второго порядка в частных производных, которое можно свести к обычному дифференциальному уравнению. Кроме того, при указанных допущениях можно построить схему замещения колеблющейся струны в виде эквивалентного LC -контура (рис. III-59, б), параметры которого можно определить из выражений [Агейкин, Костина, Кузнецова, 1965]

$$L = \frac{B^2 l^3}{2\pi^2 F}; \quad (\text{III-119})$$

$$C = \frac{2\rho l}{B^2 l}; \quad (\text{III-120})$$

$$R = \frac{B^2 l}{4k\rho l}, \quad (\text{III-121})$$

где B — максимальное значение индукции; k — коэффициент трения о воздух.

Выражение для определения добротности струны Q имеет вид

$$Q = \omega_0 C R. \quad (\text{III-122})$$

Если в это уравнение вместо C и R подставить их значения из выражений (III-120) и (III-121), получим

$$Q = \frac{\pi}{2lk} \sqrt{\frac{F}{\rho l}}. \quad (\text{III-123})$$

Полученное выражение для Q является приближенным, так как в нем не учитываются потери на вязкость в материале струны и трение в точках ее закрепления. Из выражения (III-123) следует, что для повышения добротности необходимо выбрать материал с большим значением отношения $\frac{F}{\rho l}$. С этой точки зрения наиболее подходящим материалом является вольфрамовая проволока. Диаметр струны выбирается порядка 0,05 мм при длине ее около 20 мм. Вследствие малой массы струны инерционность преобразователя

незначительна и мощность, необходимая для поддержания колебаний струны, измеряется микроваттами.

Поскольку с уменьшением частоты колебаний струны добротность ее падает, то для обеспечения более устойчивых колебаний струна предварительно натягивается. В этом случае она имеет начальную частоту колебаний при нулевом значении контролируемой величины. Для удобства получения биений эту частоту обычно принимают за максимальную.

На точность и стабильность работы струнного преобразователя существенное влияние оказывают все факторы, вызывающие дополнительное изменение длины струны. Это изменение длины Δl дает погрешность, равную

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta l}{\Delta l_0}, \quad (\text{III-124})$$

где Δl_0 — максимальное рабочее удлинение струны, вызываемое измеряемым усилием.

К факторам, вызывающим дополнительное изменение длины струны, относятся вытягивание струны из зажимов, изменение окружающей температуры, ползучесть материала, упругие последствия.

Для предотвращения вытягивания струны в преобразователе должны применяться надежные зажимы [Агейкин, Костина, Кузнецова, 1965], обеспечивающие прочное закрепление струны. Кроме того, они должны быть подвергнуты старению при повышенной температуре. Зависимость частоты колебаний струны от температуры численно равна температурному коэффициенту удлинения. Для снижения влияния температуры на точность работы преобразователя применяются различные способы температурной компенсации. Выбором материала струны с малой ползучестью и небольшими упругими последствиями можно свести к минимуму погрешность, обусловленную этими факторами.

На рис. III-60, а показана принципиальная схема ЧИП со струнным вибратором CB , включенным в мостовую схему из активных сопротивлений $R_1—R_3$. Мост в свою очередь включен в цепь обратной связи усилителя таким образом, что система представляет собой генератор с самовозбуждением. Для компенсации изменения сопротивления струны при изменении окружающей температуры сопротивление R_3 изготавливается из того же материала, что и струна.

Усилитель, служащий для возбуждения незатухающих колебаний струны, выполнен на транзисторах T_1 и T_2 с трансформаторным выходом Tr_1 ($W_1 = 80$, $W_2 = W_3 = 20$ и $W_4 = 400$ витков). Напряжение обратной связи снимается с выходной обмотки W_4 и подается на мост. С выходной обмотки снимается выходное напряжение переменной частоты. Усилитель питается от сети переменного тока напряжением 12 в, частотой 50 гц через разделительный трансформатор Tr_2 и мостовой выпрямитель B .

Угловое перемещение входной оси струнного преобразователя с помощью поводка передается на серьгу 14. Усилие, прикладываемое к подвижному кронштейну, определяется величиной перемещения серьги и жесткостью пружины. Поводковая передача позволяет изменять начальное натяжение пружины и длину поводка.

Рабочий угол поворота входной оси преобразователя достигает 40° , при этом выходная частота изменяется в пределах 4—8 кГц. Амплитудное значение выходного напряжения при номинальной нагрузке 100 ом составляет 0,6 в. Погрешность преобразователя не выходит за пределы класса прибора 0,4. Вес вибратора около 0,65 кг. Вследствие высокой добротности струнного резонатора частота выходного сигнала практически не зависит от изменения электрических параметров схемы и колебаний напряжения питания.

Как видно из выражения (III-115), струнный преобразователь имеет принципиально нелинейную характеристику, что затрудняет его практическое использование. Характеристика может быть линеаризована предварительным натяжением струны и работой в ограниченном диапазоне изменения частоты; использованием профилированного кулачка; применением первичных преобразователей, развивающих силу, пропорциональную квадрату измеряемой величины; использованием дифференциальных схем преобразователей; применением частотомеров и др.

В первом способе линеаризации при ограничении диапазона изменения силы натяжения пределами $\pm 10\%$ от верхнего значения нелинейность изменения частоты можно снизить до $\pm 1,2\%$. Однако этот способ линеаризации связан со значительным ограничением рабочего диапазона преобразователя.

Второй способ линеаризации с помощью профилированного кулачка применяется в основном в тех случаях, когда контролируемая величина легко преобразуется в угол поворота, например при преобразовании показаний вторичных компенсационных приборов в частотный сигнал.

Третий способ линеаризации характеризуется использованием измерительных механизмов, развивающих силу, пропорциональную квадрату измеряемой величины. К таким механизмам относятся большинство электроизмерительных приборов, например, тепловой и электродинамической системы. Если такой механизм создает силу $F = kI^2$, пропорциональную квадрату тока, которая целиком используется для натяжения струны, то частота колебаний струны f будет пропорциональна измеряемому току I , в соответствии с выражением

$$f = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{k}{\rho S}} I, \quad (\text{III-125})$$

где k — коэффициент, характеризующий чувствительность механизма.

Таким образом, используя квадратичную нелинейность измерительных механизмов для изменения натяжения струны, можно со-

Конструкция струнного вибратора Харьковского завода КИП [Диденко и др., 1964] показана на рис. III-60, б. Колеблющаяся струна 7 закреплена между неподвижным 4 и подвижным 9 кронштейнами. Неподвижный кронштейн крепится к корпусу вибратора

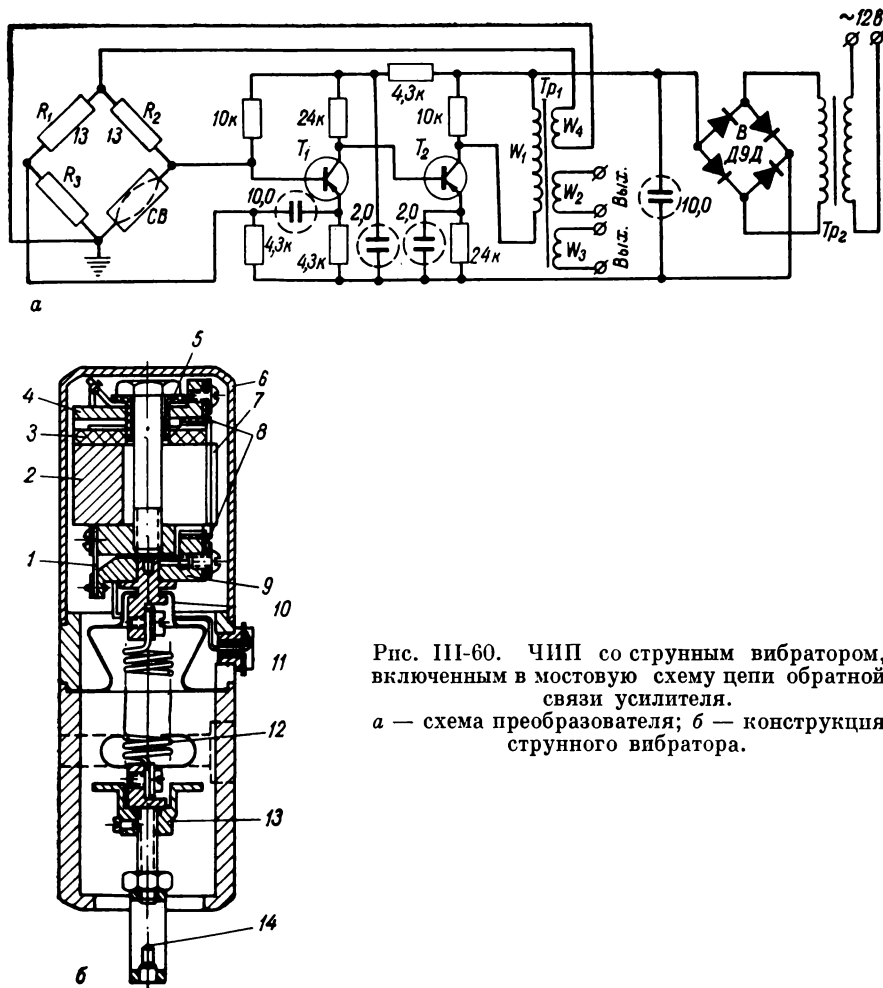


Рис. III-60. ЧИП со струнным вибратором, включенным в мостовую схему цепи обратной связи усилителя.
а — схема преобразователя; б — конструкция струнного вибратора.

и изолирован от него с помощью изолирующей шайбы 3 и втулки 5. Подвижный кронштейн крепится к корпусу с помощью пружинной подвески 1. Рабочая длина струны определяется расстоянием между ножевыми опорами 8. Струна колеблется в зазоре кольцевого магнита 2. Подвижный кронштейн связан с серьгой 14 при помощи измерительной пружины 12, закрытой защитным колпаком 10, и регулируемого упора 13. Вибратор закрывается крышкой 6. В схему он включается с помощью клеммной колодки 11.

В ограниченном диапазоне изменения входной силы F нелинейность такого преобразователя можно снизить до 0,1%. Однако наличие жесткой заделки струн может вызвать появление значительных погрешностей при изменении длины струны за счет изменения окружающей температуры, ползучести материала и вытягивания струны из зажимов. Влияние этих факторов на точность преобразования можно значительно снизить предварительным натягом струн с помощью высокостабильной пружины.

Струны преобразователя 1, расположенные под малым углом между полюсами постоянных магнитов 2 (рис. III-62, а), натянуты пружиной 3 с силой, равной $2F_0$. Таким образом, каждая струна натянута с силой F_0 . Предварительный натяг струн уравнивается силой натяжения пружины 4 через рычаг 5. Преобразуемая сила F прикладывается к рычагу так, что сила натяжения одной струны увеличивается $F_2 = F_0 + F$, а другой уменьшается $F_1 = F_0 - F$. Струны включены в колебательные контуры генераторов 6 и 7, которые выполнены на транзисторах T_1 и T_2 с трансформаторной связью (рис. III-62, б). Амплитуды колебаний генераторов ограничиваются диодами D_1, D_2 и D_3, D_4 . Частотные сигналы f_1 и f_2 с выходов генераторов поступают на детектор 8, выполненный в виде мостовой схемы. Выходной сигнал детектора в виде разности частот f_1 и f_2 , выделяемых низкочастотным RC -фильтром и избирательным усилителем T_3 , является выходным сигналом преобразователя.

Частоты колебаний генераторов f_1 и f_2 определяются силой натяжения соответствующих струн из выражений

$$f_1 = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F_0 - F}{\rho_l}}; \quad f_2 = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F_0 + F}{\rho_l}}, \quad (\text{III-127})$$

где $n = 2$ — номер гармоники колебаний струн; ρ_l — линейная плотность материала струн.

Используя разложения формулы (III-126) в ряд по степеням и пренебрегая членами разложения выше третьей степени, получаем выражение для определения разности частот в виде

$$\Delta f = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{F_0}{\rho_l}} \left[\frac{F}{F_0} + \frac{1}{8} \left(\frac{F}{F_0} \right)^3 + \dots + \frac{1}{2^{2k+1}} \left(\frac{F}{F_0} \right)^{2k+1} \right] \approx SF, \quad (\text{III-128})$$

где S — чувствительность преобразователя.

Из выражения (III-128) можно определить погрешность нелинейности:

$$\delta = -\frac{1}{8} \left(\frac{F_{\max}}{F_0} \right)^2 (F - F_0)^3, \quad (\text{III-129})$$

где F_{\max} — максимальное значение преобразуемой силы.

здать ЧИП с хорошей линейной характеристикой. Такой ЧИП характеризуется повышенной точностью преобразования действующего значения периодического тока в диапазоне частот от 0 до 10—20 кГц и возможностью точной частотной коррекции.

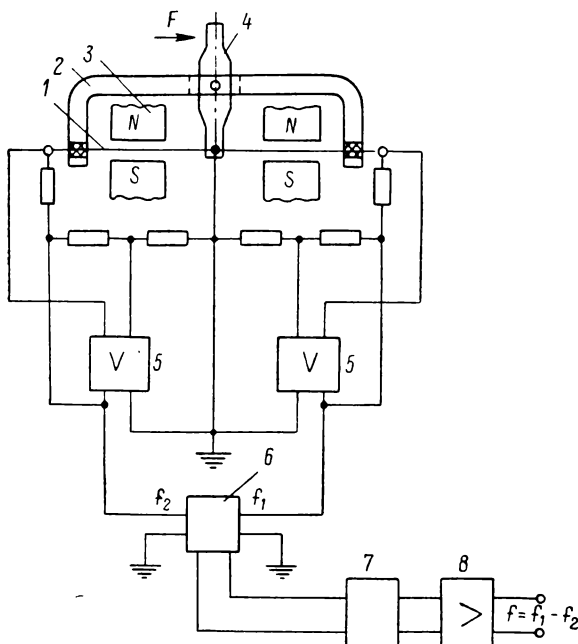


Рис. III-61. Схема дифференциального струнного преобразователя с жестким закреплением струн.

Четвертый способ линеаризации характеристик с помощью дифференциальных схем преобразователей позволяет получить высокую линейность при одновременном повышении чувствительности преобразователя.

Дифференциальный ЧИП (рис. III-61) имеет две струны 1, закрепленные с постоянным натягом на скобе 2. Струны расположены между полюсами магнитов 3. Контролируемая величина в виде усилия F прикладывается к струнам через рычаг 4, при этом одна струна растягивается, а другая ослабляется и струны колеблются с различными частотами f_1 и f_2 . Эти колебания с помощью усилителей 5, смесителя 6, детектора 7 и усилителя 8 преобразуются в выходной сигнал в виде частоты биений, т. е. разности частот колебаний струн,

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2l} \left[\sqrt{\frac{F_0 + F}{\rho S}} - \sqrt{\frac{F_0 - F}{\rho S}} \right]. \quad (\text{III-126})$$

преобразователя не превышает $\pm 0,2\%$, температурная погрешность в диапазоне $20-60^\circ\text{C}$ составляет $\pm 0,08\%$. Существенное преимущество его перед дифференциальным преобразователем с жестким закреплением струн заключается в том, что при малой жесткости пружины сила натяжения струн не изменяется при колебаниях температуры, хотя температурные коэффициенты расширения материала струн и корпуса могут быть различными.

В дифференциальных датчиках вследствие механической и электрической связи обоих резонаторов при частотах $f_1 \approx f_2$ наблюдается явление синхронизации колебаний, которое может быть устранено демпфированием элементов, возбуждением колебаний струн во взаимно перпендикулярных плоскостях, развязкой цепей питания, возбуждением колебаний струн на разных гармониках. К достоинствам дифференциальных преобразователей следует отнести также

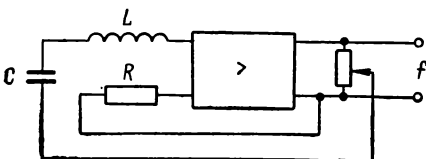


Рис. III-63. Блок-схема ЧИП с LC-генератором.

возможность получения различных номинальных значений частот, что имеет существенное значение при унификации сигналов.

ЧИП с электрическими колебательными системами могут быть выполнены с применением управляемых LC- или RC-генераторов и генераторов релаксационных колебаний. В преобразователе с LC-генератором (рис. III-63), в котором одним из элементов колебательного контура служит емкостный или индуктивный датчик, изменение выходной частоты

ЧИП с электрическими колебательными системами могут быть выполнены с применением управляемых LC- или RC-генераторов и генераторов релаксационных колебаний. В преобразователе с LC-генератором (рис. III-63), в котором одним из элементов колебательного контура служит емкостный или индуктивный датчик, изменение выходной частоты

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}. \quad (\text{III-131})$$

Из приведенного выражения видно, что преобразователь имеет нелинейную характеристику, для спрямления которой необходимо иметь квадратичную характеристику датчика, т. е. $L = kX^2$ или $C = kX^2$, где X — контролируемая величина. К недостаткам такого преобразователя следует отнести невысокую точность преобразования (1—3%) вследствие низкой добротности контура и колебаний выходной частоты из-за изменения фазы напряжения обратной связи.

На базе использования LC-генераторов выполнен ЧИП перемещений типа ДТУ-61-4 (рис. III-64), в котором измеряемое линейное перемещение преобразуется в частоту путем изменения индуктивностей резонансных контуров генераторов, включенных в дифференциальную схему. Индуктивности контуров размещены на разных половинах бронированного сердечника типа ОБ-30. Одна из половин сердечника выполняет роль якоря, воспринимающего линейное перемещение. Генераторы выполнены на транзисторах T_1 и T_2 . Напряжения генераторов суммируются и подаются на базу транзистора T_3 смесительного каскада, а затем через фильтр на двух-

Максимальное значение погрешности нелинейности δ_{\max} будет в точке P , равной $\frac{1}{\sqrt{3}}$, т. е.

$$\delta_{\max} = -\frac{1}{12\sqrt{3}} \left(\frac{F_{\max}}{F_0} \right)^2. \quad (\text{III-130})$$

Изменяя силу натяжения пружины 3 (рис. III-62, а), можно регулировать чувствительность преобразователя. Нелинейность

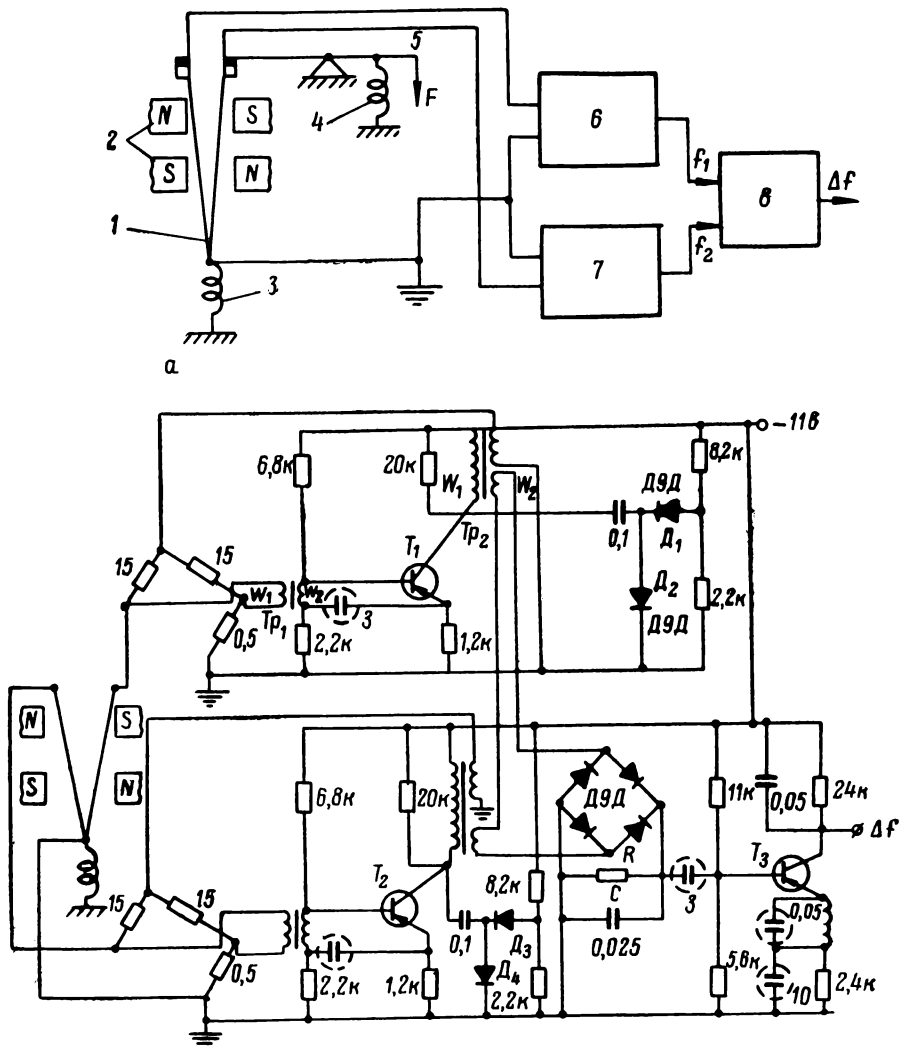


Рис. III-62. Дифференциальный струнный преобразователь с предварительным натягом струны с помощью высокостабильной пружины.
а — блок-схема; б — принципиальная схема.

нелинейность характеристики около $\pm 1\%$ и девиацию выходной частоты на $\pm 10\%$ при изменении сопротивления R_x на 1% .

Точность преобразования можно несколько повысить, если преобразователь выполнить с аperiodической колебательной системой. Но такие ЧИП с одним генератором имеют общий недостаток, заключающийся в нелинейной зависимости между преобразуемым параметром и выходной частотой. Величина этой нелинейности достигает $10-20\%$.

Для уменьшения погрешности нелинейности используются дифференциальные датчики и два генератора. Блок-схема одного из таких преобразователей с дифференциальным датчиком активных сопротивлений R_1 и R_2 показана на рис. III-66, а [Новицкий,

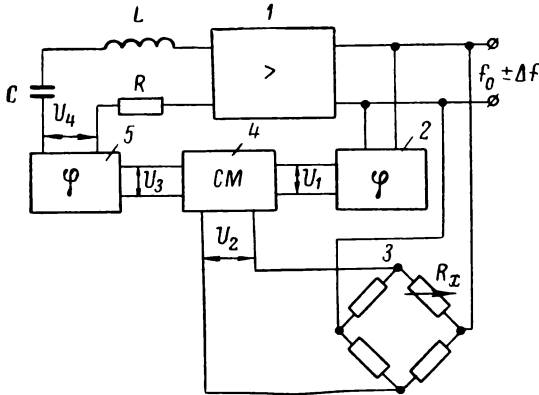


Рис. III-65. Блок-схема ЧИП с LC-генератором, управляемым с помощью изменения фазы обратной связи.

1961]. При изменении сопротивлений этих датчиков частота одного из генераторов, например Γ_1 , возрастает, а другого, Γ_2 , — убывает. С помощью кольцевого модулятора M выделяется разностная частота $\pm 2\Delta f = kX$, пропорциональная преобразуемой величине X . Погрешность нелинейности в этом случае уменьшается до нескольких процентов. Область применения таких преобразователей ограничивается необходимостью получения относительно большого изменения сопротивления для получения девиации частоты в пределах десяти процентов.

При использовании дифференциальных (рис. III-66, б) или емкостных (рис. III-66, в) датчиков и выделении разностной частоты двух генераторов погрешность нелинейности при 10% девиации частоты уменьшается до $0,5\%$. Одновременно уменьшается и температурная погрешность.

В случае применения емкостных датчиков C с переменной площадью пластин (рис. III-66, в) нетрудно получить квадратичную зависимость емкости от преобразуемой величины X . Тогда период T_x генерируемых колебаний является линейной функцией преобразуемой величины. Заполняя период импульсами образцовой частоты f_N , можно создать простой число-импульсный преобразователь высокой точности.

тактный усилитель T_4 , T_5 . На выходе преобразователя выдается переменное напряжение, частота которого является результирующей частотой биений генераторов. При изменении линейного перемещения якоря в пределах 0—200 мм частота выходного напряжения меняется от 300 до 900 гц. Величина выходного напряжения на нагрузку 600 ом составляет 5 в. Номиналы элементов преобразователя приведены на схеме.

Свойство изменения выходной частоты в зависимости от изменения фазы напряжения обратной связи используется в преобразователях с управляемым LC-генератором. Одна из схем такого преобразователя, управляемого сопротивлением R_r , показана на рис. III-65. Преобразователь состоит из колебательного контура LC, усилителя 1, фазовращателя 2, измерительного тензометрического моста 3, смесителя 4 и фазокорректора 5. Выходное напряжение преобразователя поступает на фазовращатель, поворачивающий фазу на 90° , и тензометрический мост. Напряжения с выхода фазовращателя U_1 и моста U_2 поступают на смеситель, а с выхода последнего U_3 подается на дополнительный корректор и далее в контур RLC. Фаза напряжения обратной связи U_4 зависит от напряжения U_2 , которое в свою очередь является функцией сопротивления плеч моста. Следовательно, с изменением величин сопротивлений плеч моста меняются фаза напряжения обратной связи U_4 и частота преобразователя. Преобразователи, работающие на этом принципе, позволяют получить

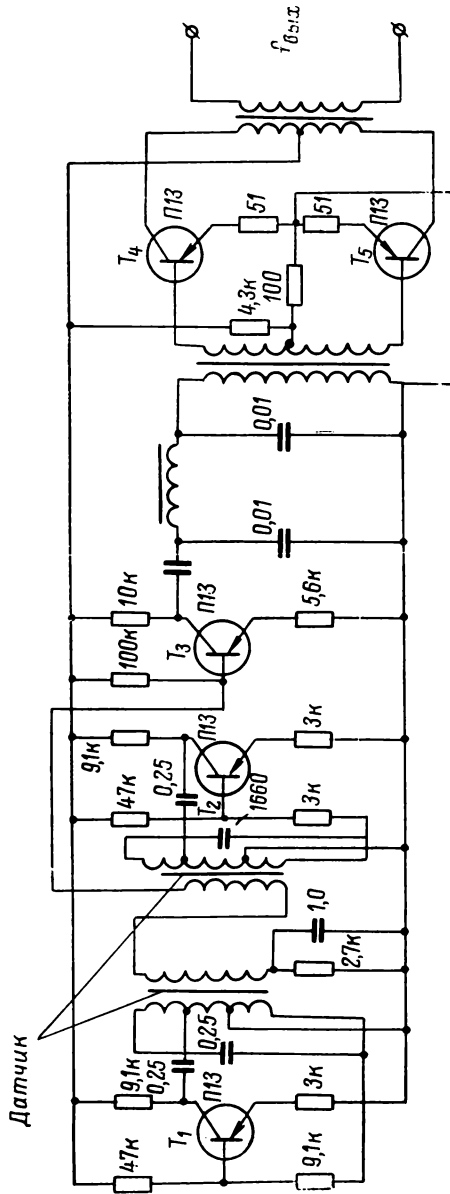


Рис. III-64. Принципиальная схема ЧИП перемещений с индуктивным датчиком типа ДТУ-61-4.

Начальная частота мультивибратора может легко изменяться от десятков герц до нескольких сотен килогерц. Диапазон преобразуемых напряжений может колебаться от 0 до U_{κ} . ЧИП мультивибраторного типа характеризуются следующими данными. При девиации частоты до 40% от f_0 нелинейность характеристики не превышает $\pm 1\%$, нестабильность начальной частоты f_0 составляет 1—2%

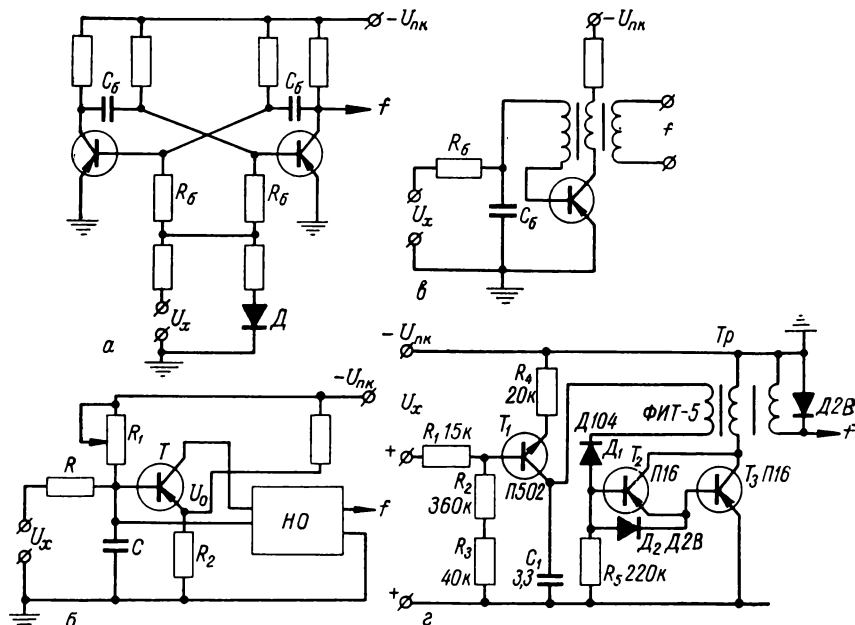


Рис. III-67. ЧИП релаксационного типа на базе мультивибратора (а), интегрирующего конденсатора (б), управляемого блокинг-генератора (а) и управляемый блокинг-генератор с нулевым значением начальной частоты (з).

и нестабильность крутизны характеристики с применением температурной стабилизации при изменении окружающей температуры в пределах 20—50° С составляет 2—3%.

ЧИП может быть построен на базе релаксационного генератора, работающего по принципу периодического интегрирования управляющего напряжения. Одна из возможных схем такого преобразователя показана на рис. III-67, б [Куликов, 1966]. Преобразователь состоит из интегрирующей цепочки RC , нулевого органа HO и ключа на транзисторе T . Преобразователь работает следующим образом. Конденсатор C заряжается входным напряжением U_x до величины опорного напряжения U_0 , после чего нулевой орган открывает ключ, который закорачивает конденсатор. После разряда конденсатора ключ размыкается и процесс повторяется в той же последовательности. Частота повторения пилообразных импульсов на кон-

В ЧИП прямого преобразования с релаксационными генераторами наиболее широко применяются управляемые мультивибраторные схемы. Один из таких мультивибраторов с RC -связями показан на рис. III-67, *a*. Частота выходных импульсов f мультивибратора определяется величиной смещения (величиной преобразуемого напряжения U_x), подаваемого на базы транзисторов [Куликов, 1966]:

$$f = \frac{1}{2C_6 R_6 \left(\ln \frac{U_{п.к} + U_x + I_{к.о} R_6}{U_x + I_{к.о} R_6} \right)}, \quad (\text{III-132})$$

где C_6, R_6 — соответственно емкость и сопротивление в цепи базы транзистора; $U_{п.к}$ — напряжение питания; $I_{к.о}$ — коллекторный ток.

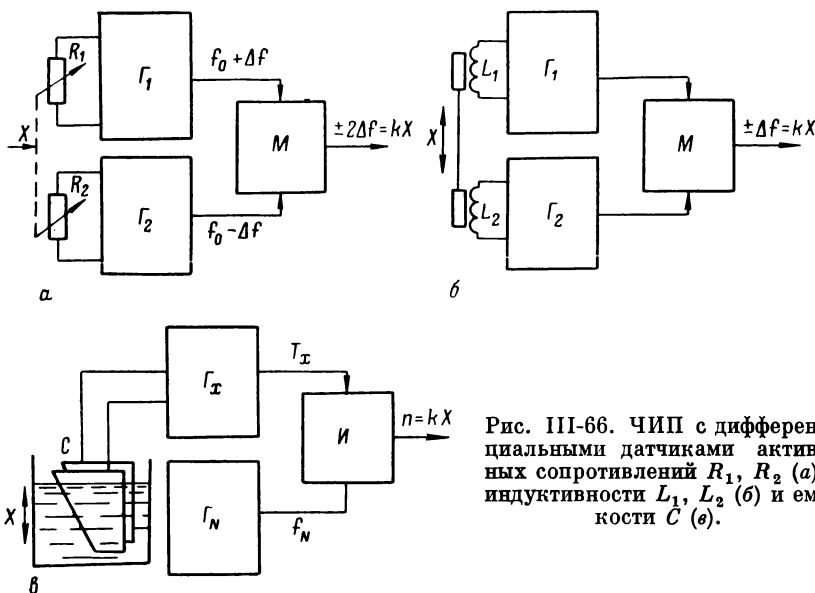


Рис. III-66. ЧИП с дифференциальными датчиками активных сопротивлений R_1, R_2 (*a*), индуктивности L_1, L_2 (*б*) и емкости C (*в*).

Из приведенного выражения следует, что зависимость частоты от преобразуемого напряжения нелинейна. Степень нелинейности зависит от диапазона изменений входного сигнала и может быть ограничена величиной 1—2% при большом диапазоне изменения частоты.

Для стабилизации частоты при изменении окружающей температуры в базовые цепи мультивибратора включен плоскостной германиевый диод D . С ростом температуры уменьшается обратное сопротивление диода и соответственно снижается напряжение, подаваемое на базы транзисторов, что компенсирует изменение частоты. Поскольку величина коллекторного напряжения U_k также оказывает влияние на частоту колебания, то источник питания должен быть стабилизированным.

денсаторе C связана с величиной входного напряжения U_x экспоненциальной зависимостью.

Если экспоненциальную зависимость с известной степенью точности заменить линейной, то выражение для статической характеристики преобразователя можно записать в виде

$$f \approx \frac{U_x}{RCU_0} + f_0, \quad (\text{III-133})$$

где

$$f_0 = \frac{U_k - \frac{U_0}{2}}{R_1 C U_0} - \frac{U_0}{RCU_0}.$$

С помощью соответствующего подбора параметров схемы частоту f_0 можно сделать равной нулю.

В преобразователе может возникать также погрешность нелинейности за счет конечного времени разряда конденсатора через транзисторный ключ, пропускающий ограниченную величину тока. С учетом этого времени разряда конденсатора t статическая характеристика преобразователя запишется выражением

$$f = \frac{U_x}{CRU_0 \left(1 + \frac{tU_x}{CRU_0} \right)}. \quad (\text{III-134})$$

Для рассматриваемой схемы погрешность нелинейности составляет примерно 0,3% в диапазоне частот от 0 до 60 гц. Путем подбора температурных коэффициентов сопротивлений R и R_1 величину температурной погрешности можно снизить до 2%.

Если требуется относительно большая мощность выходных импульсов, то ЧИП непосредственного преобразования может быть построен на базе управляемого блокинг-генератора. Одна из возможных схем такого преобразователя показана на рис. III-67, в. Поскольку скважность импульсов блокинг-генератора, работающего в автоколебательном режиме, достигает нескольких десятков, а иногда и сотен, то можно допустить, что частота выходных импульсов определяется временем заряда конденсатора C_6 , т. е.

$$f \approx \frac{1}{C_6 R_6 \ln \left(1 + \frac{U_{C_6}}{R_6 I_{к.о} + U_x} \right)}, \quad (\text{III-135})$$

где U_{C_6} — напряжение на конденсаторе C_6 в начальный момент его заряда; $I_{к.о}$ — начальный ток коллектора; R_6 — смещающее сопротивление.

Из выражения (III-135) видно, что характеристика напряжение — частота нелинейна. Величина этой нелинейности зависит от девиации частоты импульсов. Стабильность частоты блокинг-генератора, так же как и в мультивибраторах, зависит от колебаний питающего напряжения U_k , изменения окружающей температуры и нестабиль-

ности параметров схемы. Для уменьшения влияния этих факторов на частоту колебаний применяют те же мероприятия, что и при стабилизации мультивибраторов.

Блокинг-генератор может быть построен на начальную частоту от десятков до сотен килогерц. При девиации частоты 60—80% от f_0 нелинейность характеристики достигает 1—2%, а изменение крутизны характеристики при изменении окружающей температуры от 20 до 50° С достигает 2—3%. Однако в таких преобразователях имеется несоответствие между нулевым значением преобразуемого сигнала и выходным значением частоты. Это несоответствие может быть устранено с помощью дополнительного генератора, частота которого вычитается из частоты управляемого генератора. Но в этом случае увеличивается зона нечувствительности. На рис. III-67, *г* показана принципиальная схема управляемого блокинг-генератора, в котором соответствие между нулевым входным сигналом и нулевым значением выходной частоты получено за счет применения предварительного усилителя тока срабатывания, выполненного на транзисторе T_2 типа П16. Времязадающая цепочка состоит из конденсатора C_1 и эквивалентного сопротивления эмиттерного повторителя, собранного на транзисторе T_1 типа П502. Для температурной стабилизации в цепь базы транзистора включено термосопротивление R_1 с положительным температурным коэффициентом.

Кремниевый диод D_1 препятствует разряду конденсатора C_1 через обратное сопротивление база — эмиттер и база — коллектор транзистора T_2 .

Блокинг-генератор собран на транзисторе T_3 типа П16 с трансформатором на ферритовом сердечнике ФИТ-5. Применение предварительного усилителя T_2 и введение небольшого смещения на базу транзистора T_1 через сопротивления R_2 , R_3 обеспечивает малую зону нечувствительности. Изменением емкости конденсатора C_1 и величины сопротивления R_4 можно регулировать чувствительность преобразователя в широких пределах. Причем с увеличением сопротивления R_4 , т. е. с увеличением отрицательной обратной связи, повышается линейность преобразователя.

С изменением преобразуемого напряжения U_x от 0 до 0,05 в скачок частоты составляет 53 *гц*, что не превышает 0,5%. Нелинейность характеристики преобразователя не более 0,93%. Погрешность преобразования не превышает $\pm 0,5\%$.

Для преобразования напряжения постоянного тока в частоту электрических импульсов применяются магнитно-полупроводниковые управляемые релаксационные генераторы. Генератор представляет собой мультивибратор (рис. III-68, *а*), выполненный на двух транзисторах T_1 , T_2 и трансформаторе Tr с прямоугольной петлей гистерезиса сердечника.

Принцип работы преобразователя заключается в следующем. Если на зажимы преобразователя 1, 2 подать преобразуемое напряжение U_x , то в коллекторных цепях транзисторов T_1 и T_2 будут

Если проинтегрировать обе части уравнения за время одного импульса э. д. с. самоиндукции $\frac{T_{\text{пер}}}{2}$, т. е.

$$\int_0^{T_{\text{пер}}} U_x dt = -W_k \int_{-\Phi_m}^{+\Phi_m} d\Phi,$$

получим

$$f_x = \frac{1}{T_{\text{пер}}} = \frac{U_x}{4W_k\Phi_m}. \quad (\text{III-137})$$

Из полученного выражения видно, что частота импульсов прямо пропорциональна преобразуемому напряжению U_x , а стабильность коэффициента преобразования зависит только от стабильности магнитных свойств сердечника, т. е. от значения Φ_m . Уравнение (III-137) справедливо лишь для идеальной кривой намагничивания сердечника, т. е. для случаев, когда материал сердечника имеет прямоугольную и очень узкую петлю гистерезиса. Однако в реальных условиях материал сердечника трансформатора имеет конечную величину магнитной проницаемости, поэтому из-за насыщения сердечника может возникать погрешность нелинейности, достигающая 2%. Диапазон частот генератора может быть установлен от единиц герц до сотен килогерц. Перестройка диапазона выходных частот может быть выполнена лишь за счет изменения параметров трансформатора.

К недостаткам преобразователя следует отнести: а) зависимость амплитуды выходных импульсов от величины преобразуемого напряжения; для устранения этого недостатка иногда применяется выходной формирователь; б) относительно большое потребление мощности; в) входное сопротивление мультивибратора непостоянно и увеличивается с ростом преобразуемого напряжения; г) изменение частоты с изменением сопротивления нагрузки и температуры; д) нечеткий запуск.

Чтобы снизить влияние указанных факторов, необходимо сердечник трансформатора выбирать из пермаллоевых сплавов с прямоугольной и узкой петлей гистерезиса, а также подавать смещающие напряжения на базы транзисторов и включать температурное сопротивление R_c . При соблюдении этих условий погрешность преобразования можно снизить до $\pm 0,1\%$ [Шлядин, 1967].

Преобразователи напряжения в частоту импульсов с интегрирующими конденсаторами на базе обычных двухтранзисторных мультивибраторов с разрядной RC -цепью [Куликов, 1966] имеют малую точность преобразования, значительную погрешность с изменением окружающей температуры, нелинейную зависимость между преобразуемым напряжением U_x и частотой f , ограниченный диапазон изменения частоты. Диапазон частот ограничен как сверху, так и снизу. Ограничение сверху обусловлено тем, что с увеличением преобразуемого напряжения мультивибратор-преобразователь может прийти

протекать токи соответственно I_1 и I_2 . Вследствие неидентичности характеристик транзисторов эти токи не будут равны. Предположим, что $I_1 > I_2$ и что магнитный поток в сердечнике увеличивается. Обмотки W_6 включены таким образом, что при $I_1 > I_2$ с увеличением магнитного потока на базе транзистора T_1 индуцируется отрицательный потенциал, а на базе T_2 — положительный. Поэтому коллекторный ток I_1 возрастает, а I_2 уменьшается. Транзистор T_1 полностью открывается, а T_2 закрывается, и в соответствии с этим сердечник трансформатора перемагничивается по ветви 1, 2, 3 петли гистерезиса (рис. III-68, б). В момент достижения магнитным потоком

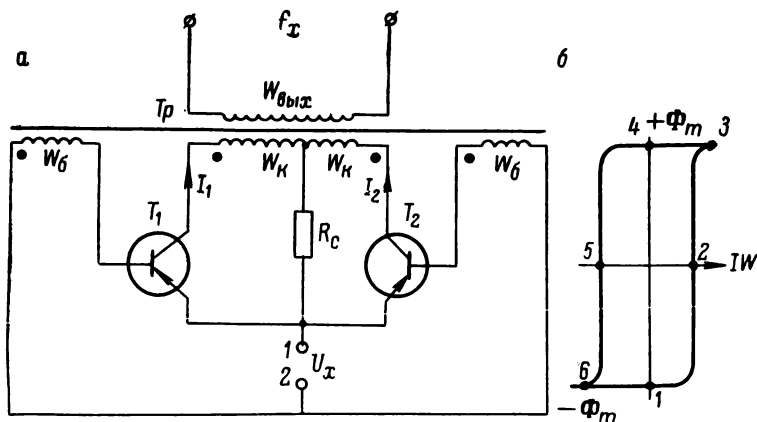


Рис. III-68. Магнитно-полупроводниковый управляемый генератор.
 а — схема; б — петля гистерезиса трансформаторного сердечника.

в сердечнике величины $+\Phi_m$, соответствующей точке 3 на кривой намагничивания, э. д. с., индуцируемые в обмотках W_6 , резко уменьшаются; при этом ток I_1 уменьшается, а I_2 увеличивается. Магнитный поток сердечника начинает уменьшаться, и в обмотках W_k индуцируется э. д. с. обратного знака. Транзистор T_1 , закрывается, а T_2 открывается. Происходит перемагничивание сердечника по ветви 4, 5, 6 петли гистерезиса, пока магнитный поток в сердечнике не достигнет величины $-\Phi_m$, соответствующей точке 6. Затем цикл повторяется. В выходной обмотке $W_{\text{вых}}$ индуцируется э. д. с. с частотой f_x , величина которой определяется временем перемагничивания сердечника от $-\Phi_m$ до $+\Phi_m$.

Во время цикла перемагничивания преобразуемое напряжение U_x уравновешивается э. д. с. самоиндукции:

$$U_x = -W_k \frac{d\Phi}{dt}. \quad (\text{III-136})$$

Принцип работы преобразователя состоит в следующем. При определенной величине преобразуемого сигнала на выходах управляемого зарядного устройства устанавливаются соответствующие равные по величине зарядные токи, при этом разрядное устройство *VI* замыкает цепь интегрирующего конденсатора *II*, а *V* — размыкает цепь интегрирующего конденсатора *I*. Конденсатор *I* заряжается, линейно возрастающее напряжение на нем сравнивается в устройстве *III* с эталонным напряжением. В момент равенства этих напряжений на выходе сравнивающего устройства *III* возникает сигнал, который опрокидывает управляющий триггер. В результате этого замыкается цепь интегрирующего конденсатора *I* с помощью разрядного устройства *V*, а цепь конденсатора *II* размыкается разрядным устройством *VI*. Далее конденсатор *I* разряжается, а *II* заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не сравняется с эталонным. В момент равенства этих напряжений сравнивающее устройство *IV* выдает сигнал на обратное опрокидывание управляющего триггера. Описанный процесс повторяется периодически, и на выходе триггера вырабатываются прямоугольные импульсы, частота которых зависит от величины преобразуемого сигнала.

Принципиальная электрическая схема преобразователя показана на рис. III-69, б. Разрядные устройства, служащие для периодического замыкания и размыкания интегрирующих конденсаторов C_1 и C'_1 , выполнены на транзисторах T_1 и T'_1 типа П102. При замыкании (насыщении) транзистора $T_1(T'_1)$ конденсатор $C_1(C'_1)$ разряжается, а при размыкании (запирании) заряжается. Сравнивающие элементы выполнены на транзисторах T_2 и T'_2 типа П102. Напряжение $U_{вх2}$, передаваемое к эмиттерной цепи транзистора $T_2(T'_2)$ через эмиттерный повторитель $T_5(T'_5)$, выполненный на транзисторе П102, сравнивается с напряжением на конденсаторе $C_1(C'_1)$. Время заряда конденсаторов C_1 и C'_1 до напряжения $U_{вх2}$ определяется коллекторными токами транзисторов T_3 и T'_3 типа П106 зарядного устройства.

В момент, когда напряжение на конденсаторе $C_1(C'_1)$ достигает величины $U_{вх2}$, появляется коллекторный ток транзистора $T_2(T'_2)$, который вызывает опрокидывание триггера, собранного на транзисторах T_4 и T'_4 . В результате опрокидывания триггера сигнал с сопротивления $R_{12}(R'_{12})$ насыщает транзистор $T_1(T'_1)$, через коллекторно-эмиттерную цепь которого происходит разряд конденсатора $C_1(C'_1)$. Одновременно с этим транзистор $T'_1(T_1)$ запирается сигналом с сопротивления $R'_{12}(R_{12})$ и конденсатор $C'_1(C_1)$ заряжается. Когда напряжение на конденсаторе $C'_1(C_1)$ достигает величины, равной $U_{вх2}$, появляется коллекторный ток транзистора $T'_2(T_2)$, который вызывает обратное опрокидывание триггера, шунтирование конденсатора $C'_1(C_1)$ транзистором $T'_1(T_1)$ и запирание транзистора $T_1(T'_1)$, после чего процесс повторяется.

Стабилизируя входное напряжение $U_{вх2}$ с помощью стабилизаторов D_1 , D_2 и сопротивления R_4 , можно получить линейную зависимость между частотой f импульсов напряжения на выходе триггера и преобразуемым током $I_{вх1}$ ($U_{вх1}$).

в насыщение и автоколебательный процесс прекратится. Ограничение снизу определяется переходом мультивибратора с уменьшением преобразуемого напряжения из области насыщения в активную область (в состояние равновесия); при этом в сильной степени изменяется форма генерируемых импульсов и нарушается основная зависимость между частотой и преобразуемым напряжением. Практически кратность регулирования частоты в этих преобразователях не превышает 3—4.

Отмеченные недостатки преобразователей обусловлены в основном совмещением многих функций в процессе работы одних и тех же элементов мультивибратора.

Характеристики частотных преобразователей на управляемых мультивибраторах можно значительно улучшить, если применить отдельные функциональные элементы для заряда и разряда интегрирующих конденсаторов, сравнения пилообразного напряжения с эталонным и опрокидывания схемы. Это выполнено в линейном преобразователе непрерывно изменяющегося напряжения (тока) в частоту импульсов [Куликов, 1966]. Преобразователь (рис. III-69, а) состоит из управляемого зарядного устройства *УЗУ*, двух интегрирующих конденсаторов *I* и *II*, двух сравнивающих устройств *III* и *IV*, источника эталонного напряжения *ЭН*, управляющего триггера *УТ* и двух разрядных устройств *V* и *VI*.

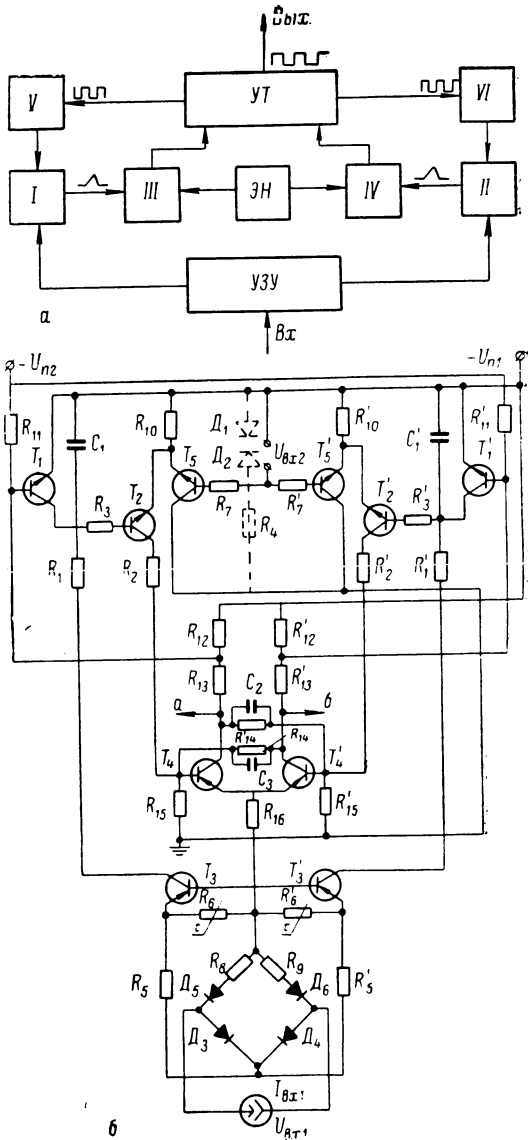


Рис. III-69. Линейный ЧИП с управляемым мультивибратором и интегрирующими конденсаторами.

а — блок-схема; б — принципиальная схема.

зователь аналогичен линейному, за исключением лишь того, что заряд конденсаторов C_1 и C'_1 одинаковым током, соответствующим

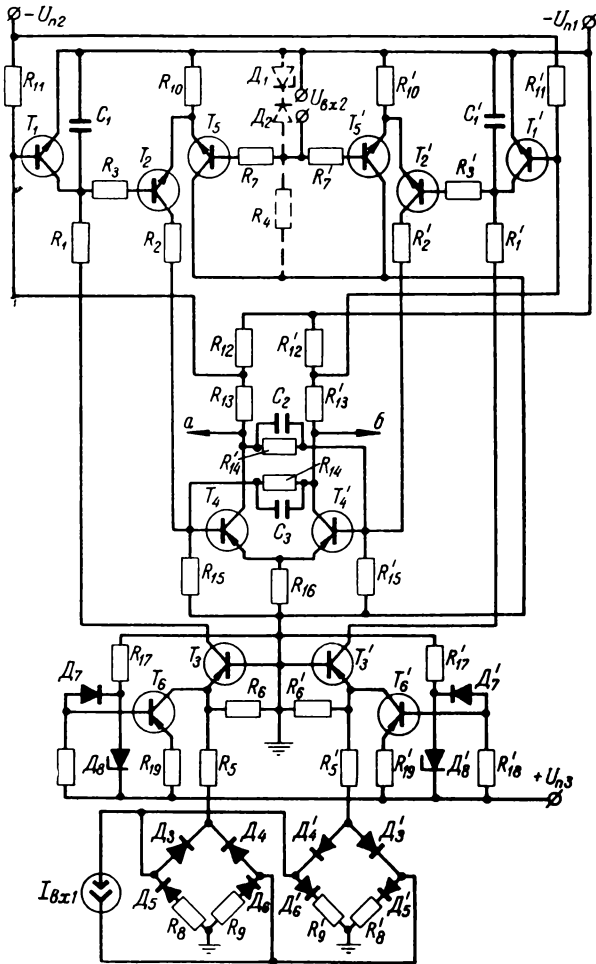


Рис. III-70. Схема квадратичного преобразователя напряжения в частоту.

току стабилизаторов, происходит только при нулевом преобразуемом токе. При конечной же величине преобразуемого тока конденсатор C_1 заряжается приблизительно суммарным током стабилизатора и половиной входного, а конденсатор C'_1 — разностным током стабилизатора и половиной преобразуемого тока.

Для получения частоты импульсов, пропорциональной квадрату входного тока, необходимо из выходной частоты, соответствующей конечной величине преобразуемого тока, вычесть частоту, соответ-

В случае использования двух входов на выходах триггера (точки *a* и *б*) получаются импульсы напряжения с частотой, зависящей от отношения двух напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$.

Выпрямительный мост на входе преобразователя (D_3-D_6 и R_8, R_9) служит для определения полярности преобразуемого сигнала $U_{вх1}$ ($I_{вх1}$), если его полярность изменяется, причем источник преобразуемого сигнала должен быть гальванически отделен от источника питания ($-U_{п2}$ и $-U_{п1}$) преобразователя. Если же полярность преобразуемого сигнала не изменяется, то выпрямительный мост не нужен и источник преобразуемого сигнала может иметь гальваническую связь с источником питания преобразователя.

Для компенсации влияния изменения температуры на коэффициенты передачи токов баз транзисторов T_3 и T'_3 включены термосопротивления R_8 и R'_8 . Сопротивления R_3, R'_3, R_7, R'_7 служат для симметрирования схемы. Преобразователь питается от источника с напряжениями $-U_{п1}$. Источник $-U_{п2}$ служит для надежного записания транзисторов T_1 и T'_1 .

Верхняя частота преобразователя, ограничиваемая инерционными свойствами транзисторов, составляет несколько десятков килогерц. Пределы преобразуемого сигнала по напряжению $0-10$ в, а по току до 15 ма. Погрешность нелинейности не превышает $0,25\%$. Температурная погрешность при изменении температуры в пределах от $+20$ до $+50^\circ$ С составляет около $0,2\%$. Кратность изменения частоты достигает 150 .

Если к выходу преобразователя подключить счетчик импульсов, то количество импульсов N , записанных в счетчике в каждый момент времени, будет пропорционально интегралу от преобразуемого

тока $N = \int_0^t I_{вх1} dt$. Следовательно, преобразователь в комплекте

со счетчиком импульсов может быть использован для интегрирования во времени любой величины, преобразуемой датчиком или в ток или в напряжение.

Аналогичный преобразователь может быть выполнен с квадратичной зависимостью между преобразуемым током (напряжением) и частотой импульсов. Преобразователь отличается от предыдущего лишь управляемым зарядным устройством (рис. III-70). Это отличие состоит в том, что в эмиттерные цепи входных транзисторов T_3 и T'_3 кроме составляющих преобразуемого тока $I_{вх1}$ подаются постоянные токи от стабилизаторов, выполненных на транзисторах T_6 и T'_6 и стабилитронах D_8 и D'_8 с температурной компенсацией на диодах D_7 и D'_7 . Кроме того, входной ток подается в эмиттерные цепи не через один, а через два выпрямительных моста таким образом, что одна половина входного тока идет в эмиттерную цепь транзистора T'_3 , а другая вытекает из эмиттерной цепи транзистора T_3 . Выпрямительные мосты D_3-D_6, R_8, R_9 и $D'_3-D'_6, R'_8, R'_9$ обеспечивают независимость работы преобразователя от полярности преобразуемого сигнала. По принципу работы квадратичный преобра-

ствующую нулевому значению преобразуемого тока. Погрешность преобразования не превышает $\pm 0,3\%$.

Принцип работы ЧИП с акустическими колебательными системами основан на зависимости собственной частоты колебаний резонатора от рода, свойств и состояния вещества, заполняющего резонатор. Частотой акустической системы можно управлять, воздействуя либо на скорость распространения звука, либо на длину резонатора.

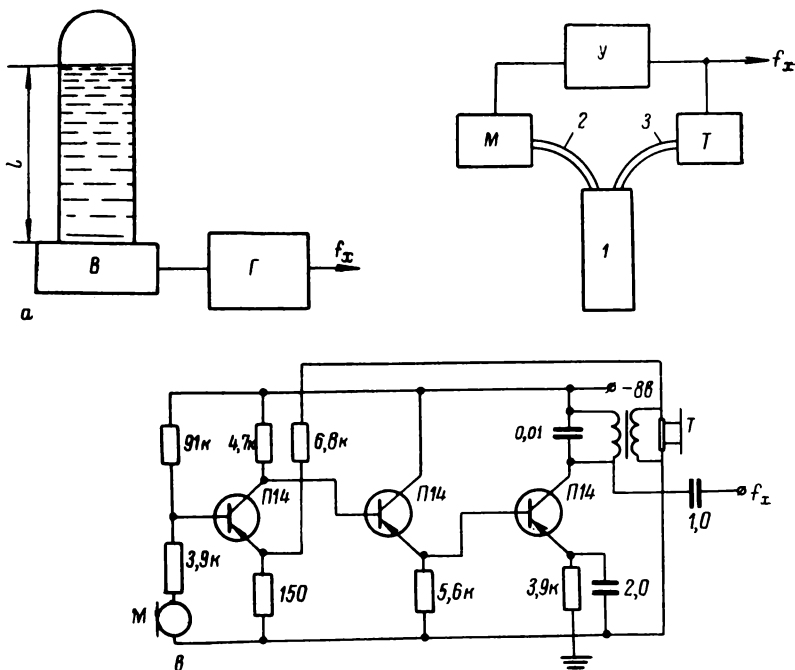


Рис. III-71. ЧИП с электроакустическими колебательными системами. *a* — схема уровнемера жидкости; *б* — блок-схема газового термометра; *в* — принципиальная схема газового термометра.

Одним из примеров такого преобразователя служит ЧИП уровнемера, с полым резонатором, заполненным жидкостью (рис. III-71, *a*). Колебания продольной стоячей волны от их возбудителя *B* распространяются до поверхности жидкости и отражаются обратно. Резонатор включен в контур генератора *G*. Частота колебаний последнего определяется резонансной частотой резонатора, период колебания которого прямо пропорционален длине резонатора *l* и обратно пропорционален скорости распространения волны $v_{зв}$ в данной среде. На этом принципе могут быть построены ЧИП уровня, плотности, состава жидкости, а также и температуры.

Вместо жидкости полый резонатор может быть заполнен газом, тогда ЧИП может быть использован для измерения состава газа.

Используя зависимость скорости распространения звука от температуры газов, можно построить газовый ЧИП температуры. Резонансная частота такого резонатора может быть записана в виде

$$f_{\text{рез}} = n \frac{v_{\text{зв}}}{2l} = \frac{n}{2l} \sqrt{\frac{\gamma RT}{m}}, \quad (\text{III-138})$$

где $n = 1, 2, 3$ и т. д. — номер гармоники; $v_{\text{зв}}$ — скорость распространения звука; $\gamma = \frac{C_p}{C_v}$; R — газовая постоянная; m — молекулярный вес газа; T — температура газа, °К; l — длина резонатора.

На этом принципе построены газовые термометры с цифровым выходом для точного определения опорных точек температурной шкалы при поверках, а также преобразователи для измерения температуры газов, работающие в комплекте с машинами централизованного контроля. Блок-схема преобразователя температуры показана на рис. III-71, б. Преобразователь состоит из акустического резонатора, выполненного в виде полости 1, заполненной газом и связанной через каналы 2 и 3 соответственно с микрофоном M и телефоном T , которые включены во входную и выходную цепи усилителя $У$ (рис. III-71, в). Частота колебаний f_x , возбуждаемых в этой системе, определяется температурой резонатора. Диапазон преобразуемых температур составляет $-50 \div +50^\circ \text{C}$, при этом выходная частота меняется в диапазоне 930—1120 гц. Нелинейность характеристики составляет $\pm 0,7\%$.

Зависимости скорости распространения звука от состава газов используется в газоанализаторах. При пропускании анализируемого газа через резонатор изменяется его резонансная частота, зная которую для определяемого состава газа и сравнивая ее с текущей частотой преобразователя, можно определить состав газа.

ЧИП компенсационного типа

ЧИП компенсационного типа с колебательными системами строятся по замкнутой схеме (рис. III-72, а), включающей в себя устройство сравнения $УС$, усилитель сигнала разбаланса $У$, управляемый генератор $УГ$ и обратный преобразователь $ОП$ частоты в изменение компенсирующей величины X_k . От стабильности характеристик обратного преобразователя, включенного в цепь обратной связи, зависит точность работы ЧИП. В качестве обратных преобразователей обычно используются частотомеры различных типов.

В соответствии с рассмотренной блок-схемой выполнен преобразователь угла поворота в изменение частоты переменного напряжения (рис. III-72, б). С поворотом оси 1 на угол α изменяется момент пружины 2, который уравнивается моментом, создаваемым за счет взаимодействия тока цепи обратной связи $ОП$, протекающего по рамке 3, с полем постоянного магнита 4. На поле постоянного магнита наложено переменное поле катушки 5, питаемой током

звуковой частоты от управляющего генератора $УГ$. За счет разности моментов рамка поворачивается, и в ней наводится переменное напряжение, которое через усилитель $У$ управляет частотой генератора $УГ$. Переменная частота поступает на выход преобразователя

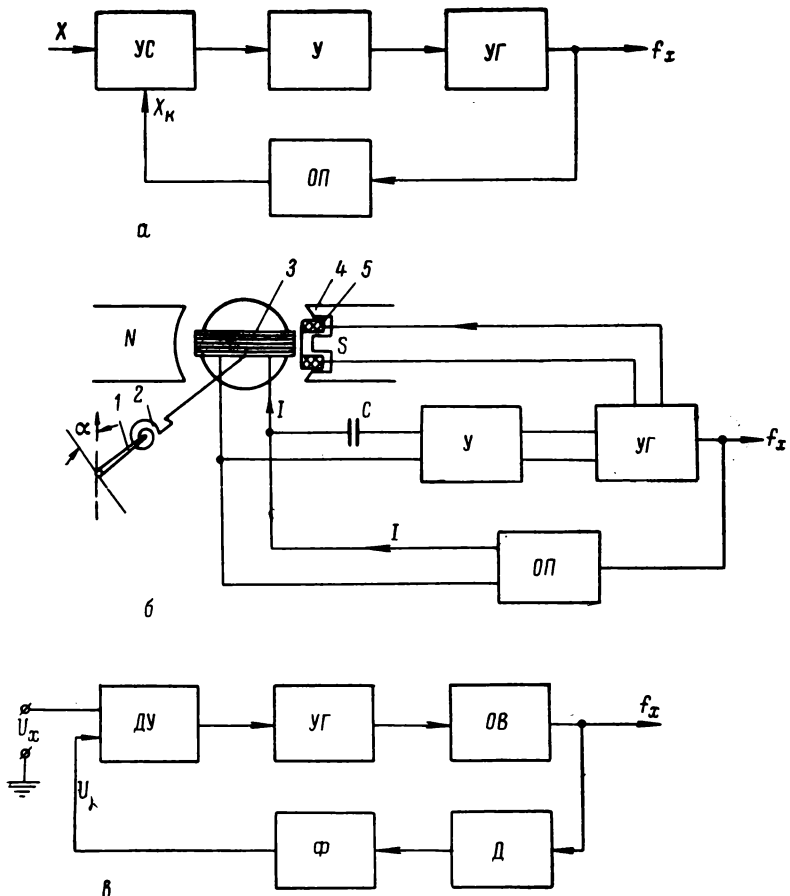


Рис. III-72. ЧИП компенсационного типа.
 а — блок-схема; б — схема преобразователя угла поворота в изменение частоты; в — блок-схема преобразователя напряжения в частоту.

и конденсаторного частотомера $ОП$. В последнем переменная частота преобразуется в пропорциональный ей постоянный ток I . Преобразователь выполнен на транзисторах. Нулевая частота на выходе преобразователя колеблется в пределах 1—5 кГц. Предел изменения частоты от начальной достигает 20%. Погрешность преобразования составляет около $\pm 1\%$.

Блок-схема компенсационного преобразователя напряжения в частоту показана на рис. III-72, в. Преобразователь состоит из диф-

ференциального усилителя постоянного тока $ДУ$, на один из входов которого подается преобразуемое напряжение постоянного тока U_x , изменяющееся в пределах от 0 до 3 в, а на второй — напряжение обратной связи U_3 . Разность напряжений, усиленная в $ДУ$, управляет частотой генератора $УГ$, которая изменяется пропорционально величине разностного сигнала в диапазоне от 40 до 400 гц. Импульсы генератора запускают одновибратор $ОВ$, на выходе которого выдаются импульсы прямоугольной формы, длительность и амплитуда которых постоянны, а частота их повторения равна частоте генератора. Импульсы с одновибратора подаются во внешнюю схему

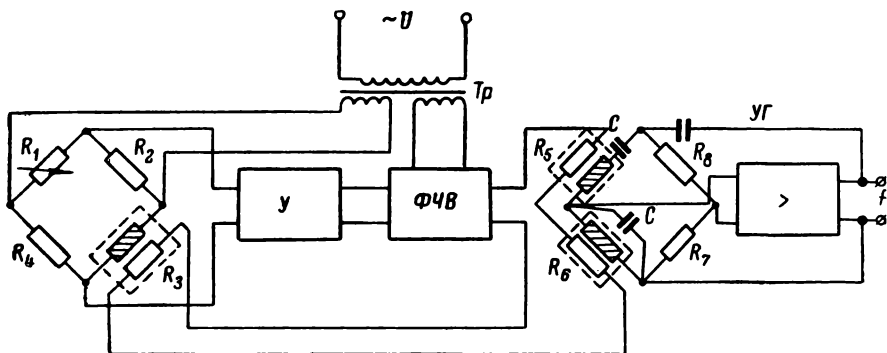


Рис. III-73. Схема компенсационного ЧИП сопротивления с автоматическим уравновешиванием при помощи подогреваемого сопротивления.

f_x и на вход детектора $Д$ обратной связи. Выпрямленное напряжение с детектора, сглаженное и отфильтрованное фильтром Φ , поступает на вход дифференциального усилителя. Для стабилизации амплитуды выходных импульсов одновибратора на его выходе установлены стабилитроны. Погрешность преобразователя не превышает $\pm 1\%$.

На рис. III-73 показана схема компенсационного преобразователя сопротивления в частоту с автоматическим уравновешиванием при помощи подогреваемого сопротивления [Беленький, Попов, 1964]. Преобразователь состоит из измерительного моста, образованного сопротивлениями R_1, R_2, R_3 и R_4 ; усилителя $У$; фазочувствительного выпрямителя $\PhiЧВ$ и управляемого RC -генератора $УГ$. Измеряемое сопротивление R_1 и подогреваемое R_3 включены в противоположные плечи моста. При каждом разбалансе за счет изменения величины сопротивления R_1 мост автоматически уравновешивается подогреваемым сопротивлением R_3 . Сопротивления R_2 и R_4 выбираются таким образом, чтобы мост автоматически уравновешивался за счет изменения тока подогрева во всем диапазоне изменения измеряемого сопротивления. Питается мост переменным током от обмотки трансформатора Tr .

Для преобразования R , L и C в частоту могут быть использованы преобразователи со специальными частотозависимыми уравновешенными мостовыми цепями [Кнеллер, Соколов, 1963], так как в общем случае мостовые цепи переменного тока нельзя уравновесить путем регулировки лишь частоты напряжения питания. На рис. III-74, а показана блок-схема преобразователя температуры с частотозависимой мостовой схемой. Напряжение с вершин 1 и 2 моста, в одно из плеч которого включен резисторный преобразователь R_1

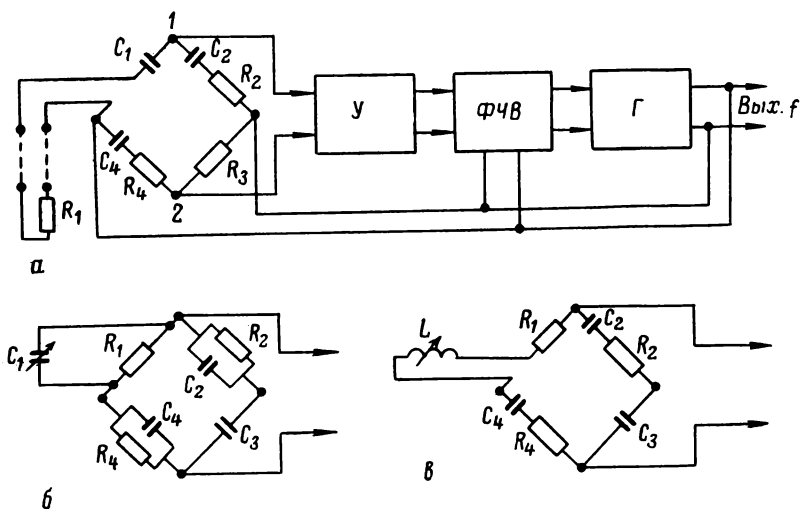


Рис. III-74. Схемы ЧИП с частотозависимыми уравновешенными мостовыми цепями:
 а — с термометром сопротивления; б — с конденсатором C ; в — с индуктивностью L .

(например, термометр сопротивления), подается через усилитель $У$ на фазочувствительный выпрямитель $ФЧВ$. Выходной сигнал выпрямителя, полярность которого определяется знаком разбаланса, а величина пропорциональна разбалансу мостовой цепи, управляет частотой генератора $Г$. Выходной сигнал преобразователя определяется параметрами мостовой цепи и мало зависит от стабильности параметров генератора, усилителя и напряжения питания. Эта зависимость тем меньше, чем больше коэффициент усиления преобразователя. На рис. III-74, б и в показаны мостовые схемы для преобразования соответственно C_1 и L .

Мостовые схемы, используемые в частотозависимой цепи, обладают тем свойством, что преобразуемый параметр и частота входят лишь в одно из уравнений равновесия четырехплечего моста с четырьмя комплексными сопротивлениями. Только при выполнении этого условия можно уравновесить мост с комплексными сопротивлениями путем изменения частоты.

Подогреваемые сопротивления R_5 и R_6 , включенные в смежные плечи моста Вина (R_5 , R_6 , R_7 , R_8 и C), управляют частотой генератора. По подогревателям этих сопротивлений, включенным последовательно с подогревателем R_3 , протекает ток подогрева, поступающий с выхода фазочувствительного выпрямителя при разбалансе измерительного моста.

При относительно большом коэффициенте усиления усилителя будет соблюдаться условие

$$R_3 \approx R_2 \frac{R_4}{R_1}. \quad (\text{III-139})$$

Принимая величины подогреваемых сопротивлений равными, а их зависимость от тока подогрева одинаковой, получаем

$$R_3 = R_5 = R_6.$$

Частота на выходе RC -генератора может быть определена из выражения

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_5 R_6 C^2}} = \frac{1}{2\pi R_3 C}, \quad (\text{III-140})$$

где C — емкость конденсатора в мосте Вина.

Если в выражение (III-140) вместо R_3 подставить его значение из формулы (III-139), получим

$$f = \frac{R_1}{2\pi C R_2 R_4}. \quad (\text{III-141})$$

Из полученного выражения видно, что частота генератора пропорциональна сопротивлению R_1 .

Для стабилизации амплитуды колебаний в мосте Вина сопротивление R_7 выполнено в виде термистора типа ТП2/0,5. Преобразователь имеет нелинейную характеристику, обусловленную неполным уравновешиванием измерительного моста и фазовым сдвигом в усилителе генератора. Эту нелинейность можно значительно уменьшить за счет уменьшения статизма как моста, так и генератора, а также за счет шунтирования небольшой емкостью сопротивления R_6 или R_7 .

Точность преобразования такого преобразователя может быть сделана не хуже $\pm 0,5\%$, нелинейность характеристики — около $0,2\%$. Путем регулирования емкости моста Вина можно изменять в широком диапазоне область рабочих частот преобразователя.

Высокую точность преобразования и широкий диапазон изменения частоты позволяет получить ЧИП компенсационного типа с частотозависимой цепью, включающей в себя датчик и генератор переменной частоты. В частотозависимой цепи выполняется сравнение частоты питающего напряжения, подаваемого от генератора, с частотой, определяемой параметрами цепи, и формирование сигнала, указывающего величину и знак отклонения частоты. Этот сигнал управляет частотой генератора.

Условия равновесия запишутся в виде выражений для мостов: с резисторным преобразователем

$$\frac{R_3}{C_1} - \frac{R_2}{C_4} = \frac{R_4}{C_2}; \quad (\text{III-142})$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_2 C_4 (R_2 R_4 - R_1 R_3)}}; \quad (\text{III-143})$$

с емкостным преобразователем

$$\frac{C_3}{R_1} - \frac{C_4}{R_2} = \frac{C_2}{R_4}; \quad (\text{III-144})$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_4 (C_2 C_4 - C_1 C_3)}}; \quad (\text{III-145})$$

с индуктивным преобразователем

$$\frac{R_2}{C_4} + \frac{R_4}{C_2} = \frac{R_1}{C_3}; \quad (\text{III-146})$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_2 C_4 \left(R_2 R_4 - \frac{L}{C_3} \right)}}. \quad (\text{III-147})$$

Из приведенных выражений видно, что при каждом значении преобразуемого в частоту параметра уравнения (III-143, III-145 и III-147) удовлетворяются за счет соответствующего значения частоты, а условия (III-142, III-144 и III-146) не зависят от частоты.

Как нетрудно заметить, выражения для функций преобразования мостовых цепей, изображенных на рис. III-74, можно записать в общем виде:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{a - bX}}, \quad (\text{III-148})$$

где X — преобразуемый параметр (R , C или L); a и b — коэффициенты, характеризующие параметры мостовой схемы.

При соответствующем выборе коэффициентов a и b можно при любом заданном диапазоне изменения сопротивления, емкости или индуктивности получить в каждом преобразователе одинаковый диапазон изменения частоты, т. е. получить в преобразователе унифицированный выходной сигнал. Причем преобразователи для R , C и L отличаются лишь видом мостовой схемы.

Из выражения (III-148) видно, что функция преобразования во всех случаях нелинейна. При использовании ЧМШ в качестве передающих устройств частотной системы телеизмерения или при необходимости иметь в измерительных информационных и управляющих системах отдельный блок для измерения R , C и L с линейной функцией преобразования линеаризацию можно осуществить путем использования мостовой цепи в измерительном устройстве приемного пункта (аналогично цепи передающего устройства) и

уравновешивания ее не изменением частоты, а за счет изменения соответственно R , C или L . В преобразователях с частотозависимыми схемами обеспечивается точность преобразования $\pm 0,5\%$.

ЧИП корпускулярного типа

В группу корпускулярных ЧИП входят преобразователи, работающие на принципе подсчета частиц высоких энергий за определенный отрезок времени, на использовании явления ядерного магнитного резонанса (ЯМР) и т. п.

Преобразователи, работающие на подсчете частиц высоких энергий, представляют собой, по существу, ионизационные, сцинтилляционные и квантовые счетчики, принцип действия и основные характеристики которых были рассмотрены в предыдущих параграфах. Поэтому здесь остановимся лишь на рассмотрении ЧИП, работающих на использовании явления ЯМР, сущность которого заключается в следующем.

Атомные ядра большинства веществ обладают механическим моментом количества движения, т. е. гироскопическими свойствами, и магнитным моментом. Если эти ядра поместить в постоянное магнитное поле с индукцией B , то последнее стремится ориентировать магнитные моменты ядер в направлении силовых линий поля. Однако вследствие гироскопических свойств ядер полной ориентации их не происходит и ядра начинают прецессировать вокруг направления магнитного поля с частотой

$$f = \frac{\gamma}{2\pi} B, \quad (\text{III-149})$$

где γ — гиромагнитное отношение, равное отношению магнитного момента ядра к механическому.

Гиромагнитное отношение для данного вида ядра является величиной строго постоянной.

Величина намагниченности ядер в магнитном поле очень мала, и в статическом состоянии обнаружить ее трудно. Для обнаружения ЯМР перпендикулярно к вектору магнитной индукции постоянного поля создается сильное вспомогательное поле, которое ориентирует ядра почти под прямым углом к вектору B . Если вспомогательное поле быстро убрать, то ядра начнут сифазно прецессировать вокруг направления B , постепенно возвращаясь в первоначальное положение вдоль B , и наводить в катушке преобразователя э. д. с. с частотой $f = \frac{\gamma}{2\pi} B$. Наводимая э. д. с. в катушке по мере возвращения ядра в свое первоначальное положение убывает подобно свободным колебаниям в электрическом контуре.

Наводимую э. д. с. ядерной индукции можно также получить в катушке путем воздействия на ядра, помещенные в постоянное

измерения. Поэтому такой метод используется лишь при небольшом числе контролируемых параметров. В случае большого числа контролируемых параметров применяется метод измерения с промежуточным преобразованием частоты.

Наибольшее применение получил дискретный метод, т. е. метод преобразования частоты в цифровой код, обеспечивающий высокую точность и малое время измерения, полную автоматизацию измерения и регистрации. Преобразованные частотные сигналы в виде цифровых кодов поступают в вычислительное устройство ИИС, где они обрабатываются, и окончательный результат выдается в виде величин контролируемых параметров.

Существующие дискретные методы преобразования можно разделить на две большие группы: 1) несинхронные и 2) синхронные. В несинхронном методе процесс преобразования заключается в измерении интервала времени, составляющего K периодов преобразуемого сигнала, путем подсчета числа импульсов N_s более высокой эталонной частоты f_s , укладывающихся в этом интервале. Среднее значение измеряемой частоты

$$f_{\text{ср}} = \frac{K}{T_{\text{и}}} = \frac{Kf_s}{N_s}, \quad (\text{III-151})$$

где $T_{\text{и}}$ — интервал измерения.

Из выражения (III-151) видно, что для измерения частоты необходимо выполнить операцию деления.

Погрешность преобразования и сложность реализации несинхронных методов зависят от того, фиксируется автоматически середина или конец интервала измерения и соприкасаются или не соприкасаются интервалы соседних измерений.

В синхронных методах преобразование осуществляется с фиксированной частотой опроса, устанавливаемой заранее. Причем рассчитанную частоту опроса целесообразно относить к середине интервала опроса. Преимущество синхронных методов преобразования перед несинхронными заключается в возможности одновременного измерения сигналов различных датчиков. Это свойство синхронных методов имеет важное значение в системах автоматического контроля технологических процессов, когда необходимо не только измерять ту или иную величину, но и сопоставлять их значения в один и те же моменты времени.

Принцип преобразования частоты несинхронным методом с соприкасающимися интервалами и с фиксированием середины интервала измерения поясняется диаграммой, показанной на рис. III-76, а. Во избежание потери информации каждый последующий цикл преобразования начинается сразу же после окончания предыдущего. Такое преобразование можно выполнять с помощью двух- или одноканального преобразователя, разнося интервалы соседних преобразований на время t , достаточное для возвращения элементов преобразователя в исходное состояние после завершения

магнитное поле, вспомогательным переменным магнитным полем с частотой, равной круговой частоте прецессии. В этом случае преобразователь ЯМР ведет себя как резонансный контур.

Как следует из уравнения (III-149), частота прецессии ядра прямо пропорциональна магнитной индукции, следовательно, явление ЯМР может быть использовано для преобразования магнитной индукции в частоту переменного тока.

ЧИП на ЯМР могут быть построены и для других величин. В этом случае ЧИП должен включать в себя промежуточный преобразователь величины X в постоянное магнитное поле.

Тогда контролируемая величина связана с резонансной частотой преобразователя выражением [Туричин, 1966]:

$$f = \frac{\gamma B}{2\pi} = \frac{\gamma}{2\pi} K_1 X, \quad (\text{III-150})$$

где K_1 — коэффициент преобразования вспомогательного преобразователя.

Поясним принцип действия ЧИП, использующего явление ЯМР, на преобразователе тока в частоту (рис. III-75). Ток I_x при помощи предварительного преобразователя 1 превращается в постоянное магнитное поле B , в котором расположен датчик 2 ЯМР. Последний представляет собой ампулу с парамагнитным веществом, в качестве которого могут быть использованы водные растворы парамагнитных солей или минеральные масла, глицерин и другие вещества, содержащие ядра водорода. Обмотка датчика ЯМР подключается к генератору слабых колебаний 3, на выходе которого выдается частота переменного тока f , изменяющаяся пропорционально преобразуемому току I_x .

Использование в ЧИП ферромагнитного сердечника приводит к появлению нелинейности преобразования, увеличению погрешности за счет гистерезиса и искажения магнитного поля. Чтобы устранить указанные недостатки при преобразовании токов от нескольких килоампер и выше, для создания постоянного магнитного поля используются соленоиды без ферромагнитных сердечников или дифференциальные ИП с постоянными магнитами.

Частотные ИП, основанные на явлении ЯМР, могут быть построены с погрешностью преобразования не более 0,01% [Туричин, 1966].

§ III-11. ИП частоты в цифровой код

Выходные сигналы частотных датчиков измеряются или непосредственно частотомером, или с промежуточным преобразованием частоты в цифровой код, постоянный ток или напряжение постоянного тока. Непосредственное измерение связано с применением сложных измерительных приборов, затрудняющих автоматизацию

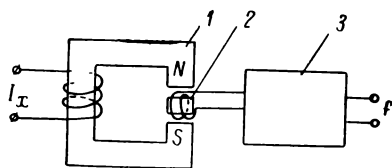


Рис. III-75. Схема ЧИП на использовании явления ЯМР.

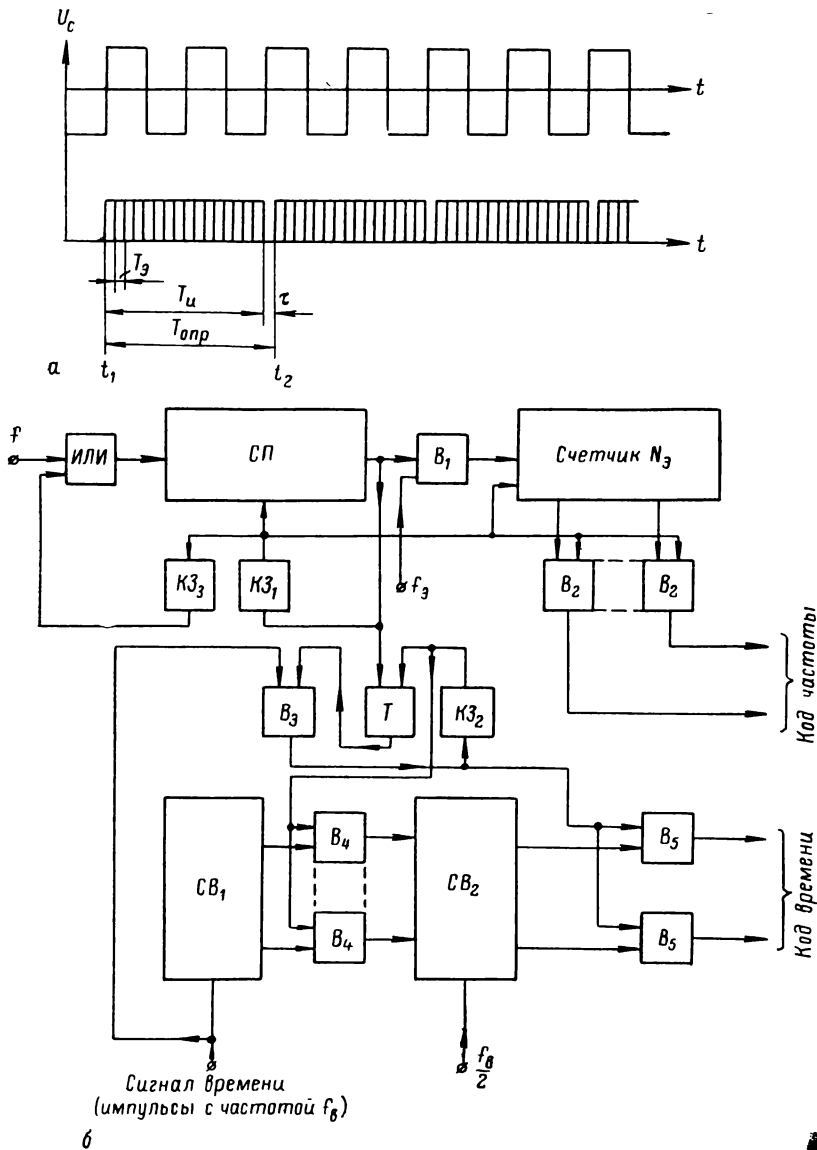


Рис. III-76. Несинхронный преобразователь частоты в код с соприкасающимися интервалами измерения и фиксации середины интервала.
 а — диаграмма; б — функциональная схема.

предыдущего цикла. В этом случае интервал опроса $T_{\text{опр}}$ будет больше интервала измерения $T_{\text{и}}$ на величину $\tau = T_{\text{опр}} - T_{\text{и}}$.

Если τ выбрать значительно меньше шага дискретности шкалы времени $\Delta t_{\text{в}}$, определяемого периодом следования калиброванных меток времени, то можно считать, что интервалы соседних измерений соприкасаются, т. е. $T_{\text{опр}} = T_{\text{и}}$.

Функциональная схема несинхронного преобразователя частоты в цифровой код с соприкасающимися интервалами и с отнесением результатов преобразования к середине интервала измерения показана на рис. III-76, б [Касаткин, 1966]. Преобразуемая частота f через элемент *ИЛИ* поступает на схему пересчета *СП* с заранее установленным коэффициентом пересчета K , определяющим число периодов преобразуемого сигнала, из которых формируется интервал времени измерения.

С поступлением первого импульса сигнала преобразуемой частоты на вход преобразователя схема пересчета выдает сигнал, который открывает ventиль B_1 . Через открытый ventиль на счетчик N_3 начнут поступать импульсы эталонной частоты f_3 . После того как *СП* подсчитает заданное число периодов измеряемого сигнала, на ее выходе появится сигнал, закрывающий ventиль B_1 . Счетчик прекращает счет импульсов эталонной частоты и запоминает число импульсов N_3 , определяющих величину интервала времени измерения. В конце интервала измерения *СП* выдает сигнал, который, пройдя через каскад задержки KZ_1 , разрешает через ventили B_1 и B_2 выдачу кода из счетчика N_3 и устанавливает этот счетчик и *СП* в исходное состояние.

Время задержки каскада KZ_1 выбирается равным τ , в течение которого успевают установиться все переходные процессы. Как только преобразователь возвращается в исходное положение, сразу же начинается формирование нового интервала измерения путем передачи сигнала с выхода каскада KZ_1 через каскад KZ_3 на вход элемента *ИЛИ*. Этим самым обеспечивается непрерывное преобразование выходного сигнала датчика.

В процессе преобразования счетчики времени CB_1 и CB_2 непрерывно подсчитывают импульсы стабильной частоты соответственно f_3 и $\frac{f_3}{2}$. В конце цикла преобразования с выхода *СП* выдается

сигнал, устанавливающий триггер T в состояние, при котором открывается ventиль B_3 . Одновременно на ventиль B_3 поступают импульсы f_3 , при этом сигнал на выходе ventиля появляется лишь после окончания действия сигнала времени. Этот сигнал проходит через каскад задержки KZ_2 и открывает ventили B_4 , через которые переписывается значение кода времени из счетчика CB_1 в счетчик CB_2 . Перед перезаписью кода из CB_1 в CB_2 импульс переноса с выхода B_3 открывает ventили B_5 , через которые выдается из счетчика CB_2 код времени, соответствующий середине интервала измерения.

Таким образом, в конце каждого цикла преобразования на выходе преобразователя выдается в цифровом виде величина ин-

тервала времени, равная K периодам преобразуемого сигнала, отнесенная к середине интервала измерения:

$$t_{\text{отсч}} = t_{\text{ср}} = \frac{t_2 - t_1}{2},$$

где t_1 и t_2 — момент начала и конца преобразования.

Точность измерения среднего значения частоты определяется относительной погрешностью нестабильности частоты эталонного генератора δf_s ; относительной погрешностью стабильности коэффициента пересчета δK , обуславливаемой нестабильностью фронтов импульсов сигнала измеряемой частоты; относительной погрешностью δN_s , обуславливаемой нестабильностью фронтов импульсов сигналов эталонной частоты и несинфазностью подсчитываемых импульсов с интервалом измерения. Соответствующим выбором элементов преобразователя и его конструкции первые две составляющие погрешности и погрешность δN_s от нестабильности фронтов импульсов можно свести к достаточно малой величине. Тогда погрешность измерения δT_n будет определяться лишь составляющей погрешности δN_s от несинхронности поступления импульсов эталонной частоты.

Расчетная величина интервала измерения $T_{н.р} = N_s T_s$, а измеренная величина $T_{н.и} = (N - 1 + n_1 + n_2) T_s$, где $N - 1$ — число периодов сигнала эталонной частоты, попадающих в интервал измерения; T_s — период эталонной частоты; n_1 и n_2 — дробные части сигнала, попадающие в интервал измерения $0 \leq (n_1 \text{ и } n_2) < 1$.

Следовательно, максимальная относительная погрешность измерения интервала T_n

$$\delta T_{н \text{ max}} = \pm \frac{T_{н.р} - T_{н.и}}{T_{н.р}} = \pm \frac{T_s}{N_s T_s} = \pm \frac{1}{N_s}, \quad (\text{III-152})$$

т. е. равна одному периоду.

Соответственно среднеквадратичная ошибка

$$\delta \approx \frac{1}{N_s \sqrt{6}} \quad (\text{III-153})$$

В соответствии с выражением (III-152) погрешность определения среднего значения частоты для несинхронного метода с соприкасающимися интервалами и с фиксированием середины интервала

$$\delta f_{\text{ср max}} = \frac{1}{T_n f_s} = \frac{f_0}{K f_0}, \quad (\text{III-154})$$

где $f_0 = \text{const}$ — измеряемая частота в интервале T_n ; K — коэффициент пересчета, определяющий число периодов измеряемого сигнала.

С помощью дискретных методов измеряется не мгновенное, а среднее значение частоты за один или несколько периодов

измеряемого сигнала, отнесенное к определенному моменту времени, принимаемому за момент отсчета $t_{\text{отсч}}$. В общем же случае усредненное значение частоты будет отличаться от значения, отнесенного к моменту $t_{\text{отсч}}$, так как измеряемая частота в интервале измерения не остается постоянной. Можно показать [Касаткин, 1966], что погрешность от изменения частоты за время измерения

$$|\delta f_{\text{ус max}}| \approx \left| \frac{2\nu \Delta t_{\text{в}}}{2f_0 + \frac{\nu K}{f_0}} \right|, \quad (\text{III-155})$$

где ν — скорость изменения частоты; $\Delta t_{\text{в}}$ — шаг дискретности шкалы времени.

Рассмотренный преобразователь можно упростить, если результаты измерения относить не к середине интервала измерения, а к концу его. Но в этом случае повышается погрешность при измерении переменных частот.

Функциональная схема преобразователя частоты в код с отнесением результатов измерения к концу интервала измерения показана на рис. III-77. В отличие от предыдущего в рассматриваемом преобразователе имеется всего лишь один счетчик времени CB , считающий импульсы времени частотой $f_{\text{в}}$. Цифровой код времени выдается в конце цикла преобразования через вентили B_4 .

С помощью каскада задержки KZ_2 в цепочке T, B_3, KZ_2 формируется на выходе вентиля B_3 импульс с длительностью, достаточной для выдачи кода из счетчика CB . После открытия триггером T вентиля B_3 и появления на его выходе импульса триггер T возвращается в исходное состояние импульсом с выхода каскада KZ_2 с определенной задержкой времени.

Относительная погрешность измерения переменных частот за счет усреднения при данном преобразовании

$$|\delta f_{\text{ус max}}| \approx \left| \frac{\nu K}{4f_0^2 + \nu K} \right|. \quad (\text{III-156})$$

Рассмотренные методы преобразования частоты применимы лишь при одноканальном измерении или при многоканальном с использованием отдельного преобразователя на каждом канале. Для многоканального измерения с коммутацией сигналов на входе одного преобразователя применяются несинхронные преобразователи с несовпадающими интервалами измерения (рис. III-78) [Касаткин, 1966]. В отличие от рассмотренных методов преобразования здесь каждый последующий интервал измерения начинает формироваться не сразу, а только с приходом очередного импульса измеряемой частоты. В этом случае интервал опроса $T_{\text{опр}}$ отличается от интервала измерения $T_{\text{и}}$ на период измеряемого сигнала (рис. III-78, а).

Функциональная схема одного из таких преобразователей с фиксацией середины интервала измерения показана на рис. III-78, б.

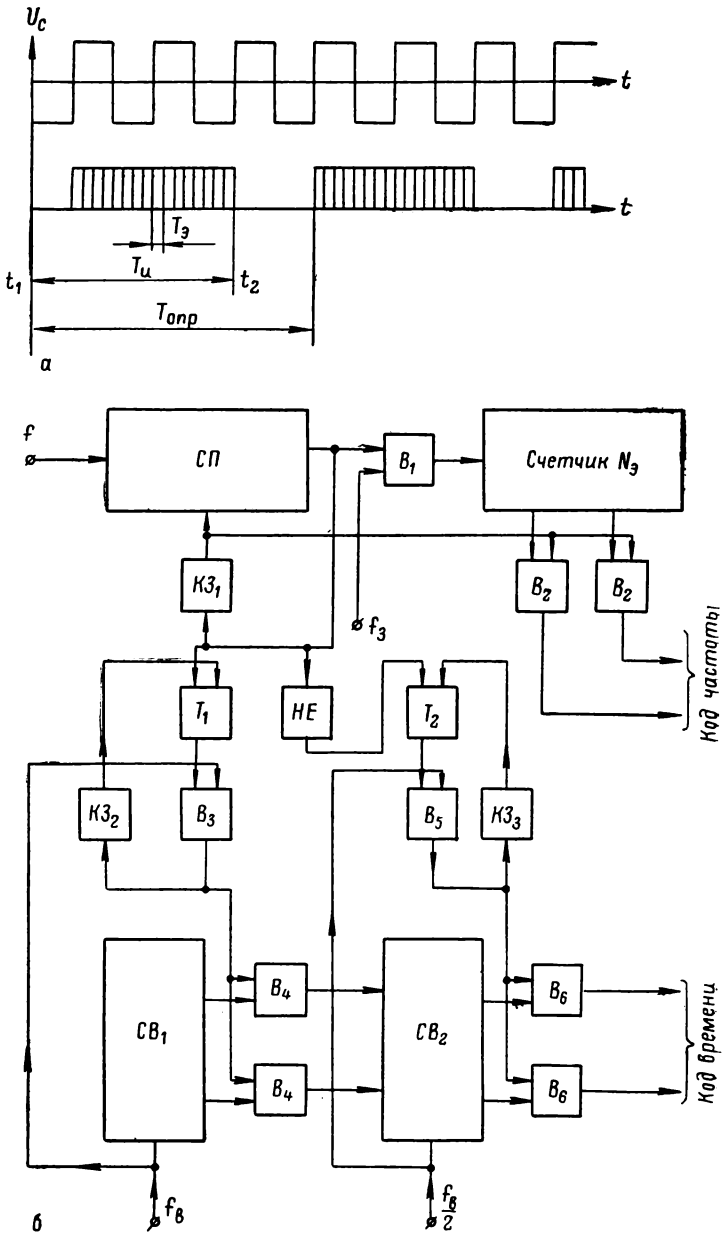


Рис. III-78. Несинхронный преобразователь частоты в код с неперекрывающимися интервалами измерения и фиксации середины интервала.

a — диаграмма; *б* — функциональная схема.

В отличие от преобразователя, изображенного на рис. III-77, здесь счетчик *СП* по окончании пересчета устанавливается в исходное состояние импульсом, поступающим с каскада задержки *КЗ₁*, и остается в таком состоянии до прихода очередного импульса измеряемого сигнала. Кроме того, имеются отдельные цепи для передачи сигналов управления вентилями *B₄* и *B₆*. В конце интервала

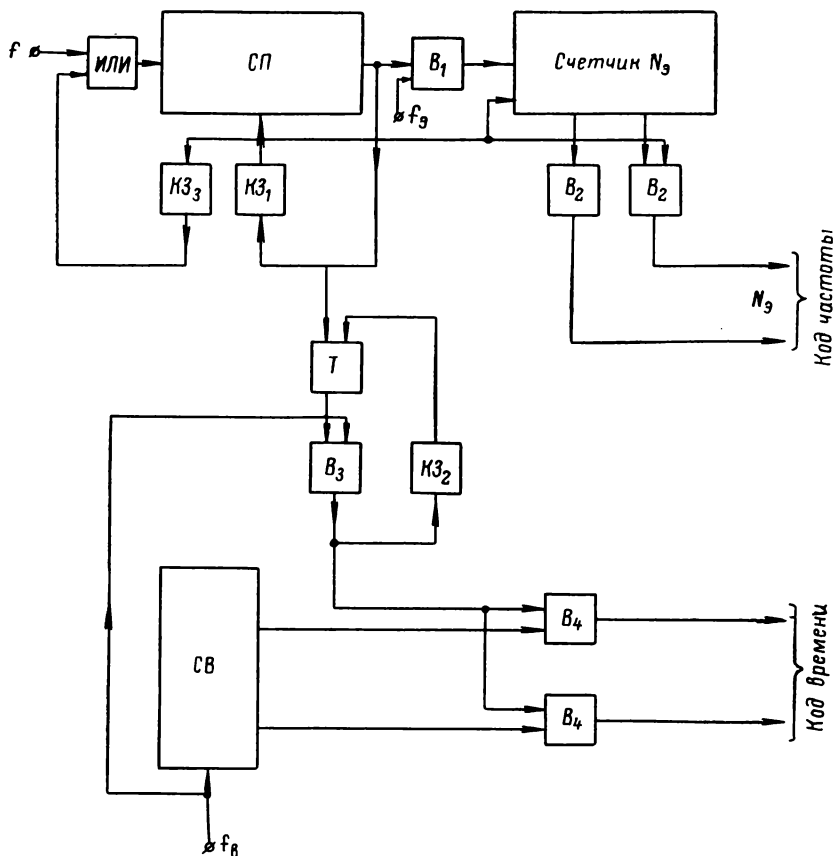


Рис. III-77. Функциональная схема несинхронного преобразователя частоты в код с соприкасающимися интервалами измерения и с фиксацией конца интервала.

измерения сигнал с выхода *СП* проходит по цепи *HE*, *T₂*, *B₆* и разрешает выдачу цифрового кода из счетчика времени *СВ₂* через вентиль *B₆*. В начале каждого измерения сигнал с выхода *СП* проходит только по цепи *T₁*, *B₃* и разрешает передачу данных из счетчика *СВ₁* через вентили *B₄* в счетчик *СВ₂*. Таким образом, счетчик *СВ₂* запоминает момент времени, соответствующий началу интервала измерения, и начинает считать импульсы, следующие

этого начинает формироваться следующий цикл преобразования, который протекает аналогично описанному. Счетчик времени *CB* автоматически выдает текущее время, соответствующее середине интервала измерения.

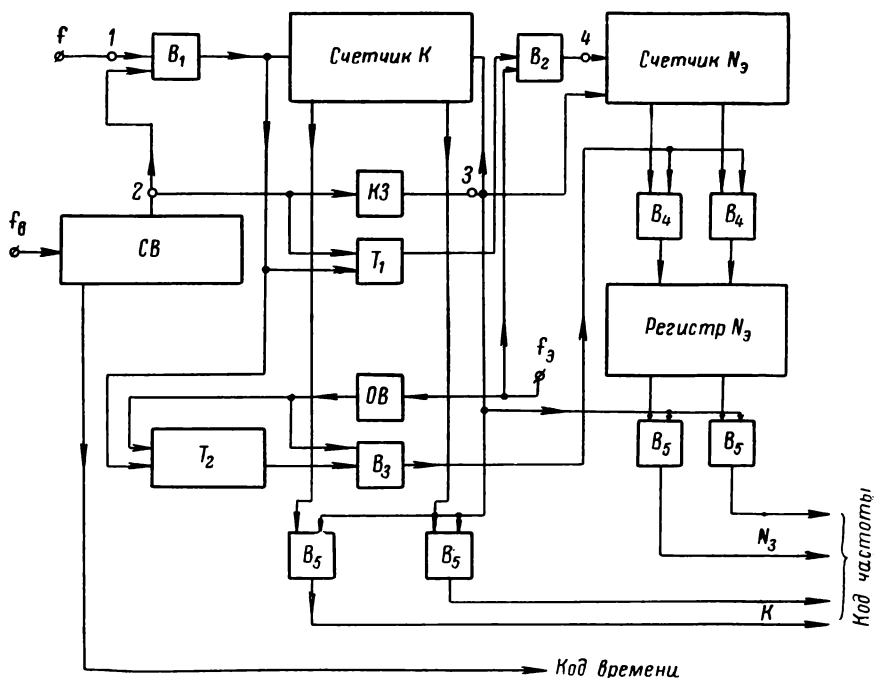


Рис. III-80. Функциональная схема синхронного преобразователя с подсчетом целого переменного числа периодов и формированием интервала измерения внутри интервала опроса.

Максимальная относительная погрешность измерения среднего значения частоты для этого метода преобразования

$$|\delta f_{\text{ср max}}| = \frac{1}{N_n} = \frac{1}{fT_n}. \quad (\text{III-158})$$

Из приведенного выражения видно, что погрешность определения среднего значения частоты повышается с уменьшением измеряемой частоты и интервала времени измерения. Для снижения погрешности измерения при низких частотах следует производить предварительное умножение измеряемой частоты.

Другая схема синхронного преобразователя с подсчетом целого переменного числа периодов показана на рис. III-80. В этом преобразователе интервал измерения формируется внутри интервала опроса путем пересчета числа всех целых периодов измеряемого сигнала, попавших в фиксированный интервал опроса. Коэффи-

с частотой $\frac{f_{\text{в}}}{2}$. В конце интервала измерения из CB_2 выдается текущее время, соответствующее середине интервала измерения.

Максимальная относительная погрешность измерения среднего значения частоты определяется, так же как и в предыдущих случаях, по формуле (III-152).

В счетно-импульсных измерителях частоты широкое применение находят синхронные преобразователи с непосредственным счетом периодов $N_{\text{и}}$ сигнала измеряемой частоты за фиксированный интервал измерения $T_{\text{и}}$. В этом случае среднее значение измеряемой частоты определяется по формуле

$$f_{\text{ср}} = \frac{N_{\text{и}}}{T_{\text{и}}}. \quad (\text{III-157})$$

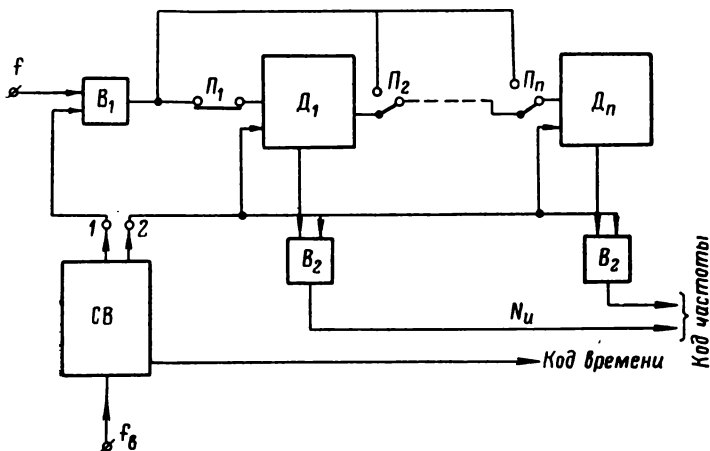


Рис. III-79. Функциональная схема синхронного преобразователя частоты в код с непосредственным счетом периодов преобразуемой частоты.

За момент отсчета принимается середина интервала измерения. Если $T_{\text{и}}$ выражается числом, равным 10^m , где $m = 1, 2, 3$, то среднее значение частоты можно определить путем сдвига кода, соответствующего числу пересчетных импульсов.

Одна из возможных схем такого преобразователя показана на рис. III-79 [Касаткин, 1966]. Счетчик времени CB считает импульсы, поступающие с частотой $f_{\text{в}}$. В начале интервала измерения с выхода 1 счетчика CB выдается сигнал, открывающий вентиль B_1 , через который поступают импульсы измеряемой частоты f на десятичный счетчик D_1, \dots, D_n . Сдвиг числа осуществляется включением соответствующего переключателя Π_1, \dots, Π_n . В конце интервала измерения с выхода 2 счетчика CB выдается сигнал, который разрешает передачу кода из десятичного счетчика через вентили B_2 и устанавливает счетчик в исходное состояние. После

лируемого параметра необходимо учесть градуировочную характеристику датчика. В большинстве случаев зависимость величины контролируемого параметра P от частоты f выходного сигнала датчика имеет нелинейный характер. Поэтому вычислительное устройство должно учесть эту нелинейную зависимость. Для этого градуировочную характеристику аппроксимируют различного рода интерполяционными полиномами. Однако при этом требуются либо сложные вычислительные, либо громоздкие запоминающие устройства.

Наиболее практично использование кусочно-линейной аппроксимации градуировочной кривой датчика, которая не требует сложных вычислений и громоздких запоминающих устройств. В этом

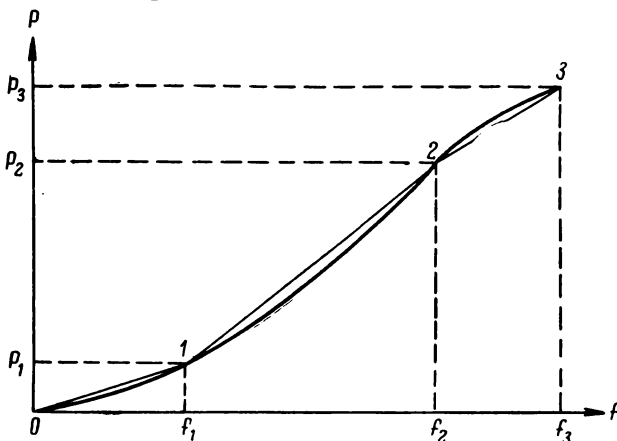


Рис. III-81. Аппроксимация характеристики датчика.

случае градуировочная кривая датчика заменяется отрезками прямой линии (рис. III-81) и в зависимости от значения измеряемой частоты f выбирается тот или иной участок ломаной линии.

Например, если измеряемая частота $f_1 \leq f < f_2$, то выбирается прямая, проходящая через точки 1 и 2 градуировочной кривой. Параметр на этом участке определяется по формуле

$$P = P_1 + B_2 (f - f_1), \quad (\text{III-159})$$

где

$$B_2 = \frac{P_2 - P_1}{f_2 - f_1}.$$

Значения P_1 и B_2 хранятся в запоминающем устройстве.

В общем случае значение параметра рассчитывается по формуле

$$P = P_i + B_{i+1} (f - f_i), \quad (\text{III-160})$$

где

$$B_{i+1} = \frac{P_{i+1} - P_i}{f_{i+1} - f_i}.$$

Число участков аппроксимации определяется допустимой погрешностью на линеаризацию.

циент пересчета меняется автоматически в процессе измерения, вследствие чего интервал измерения не может отличаться от интервала опроса больше чем на период измеряемого сигнала соответственно в начале и в конце интервала опроса.

Средняя измеряемая частота при этом определяется из выражения (III-151), где K является переменной величиной, которая автоматически определяется в процессе измерения и умножается на $\frac{f_3}{N_3}$ или на f_3 с последующим делением на N_3 .

В начале опроса счетчик времени CB выдает сигнал, открывающий клапан B_1 , через который начинают поступать импульсы измеряемого сигнала в счетчик K и на триггеры T_1 и T_2 . С приходом первого импульса триггер T_1 перебрасывается и открывает клапан B_2 , через который импульсы f_3 начинают поступать на счетчик N_3 и на одновибратор OB . В момент прихода импульса OB выдает сигнал, запирающий клапан B_3 на время счета импульсов счетчиком N_3 . Импульсы измеряемого сигнала перебрасывают триггер T_2 в такое состояние, при котором клапан B_3 открывается, если он был закрыт сигналом с OB .

В момент открытия клапана B_3 на его выход проходит сигнал, разрешающий передачу кода со счетчика N_3 через клапаны B_4 в регистр N_3 .

Каждый входной импульс OB перебрасывает T_2 в такое состояние, при котором клапан B_3 закрывается. С приходом очередного импульса измеряемого сигнала T_2 снова перебрасывается в положение, при котором B_3 открывается и выдает сигнал, осуществляющий перезапись кода из счетчика N_3 в регистр N_3 . Таким образом в регистре N_3 записывается число импульсов сигнала эталонной частоты, соответствующее целому числу периодов измеряемого сигнала, прошедших через клапан B_1 . Каждый импульс измеряемого сигнала, прошедший через клапан B_1 , регистрируется счетчиком K .

Перед окончанием интервала опроса счетчик CB выдает сигнал, который закрывает клапан B_1 и перебрасывает триггер T_1 в состояние, при котором B_2 закрывается и счет импульсов счетчиками K и N_3 прекращается. Одновременно сигнал с CB поступает на каскад задержки $KЗ$. По истечении времени задержки $KЗ$ дает сигнал, разрешающий выдачу цифрового кода, необходимого для передачи кода из счетчика K и регистра N_3 через клапаны B_5 в арифметическое устройство. Счетчик CB автоматически выдает код времени, соответствующий середине интервала опроса. В конце интервала τ начинает формироваться новый интервал опроса, и цикл измерения повторяется.

Погрешность измерения среднего значения частоты определяется аналогично предыдущему по формуле (III-158).

Цифровой код чисел с выхода преобразователя поступает в вычислительное устройство, в котором производится определение частоты измеряемого сигнала. Для получения величины контро-

ность квантования складывается из погрешности дискретности (статической) и динамической. Погрешность дискретности возникает в результате квантования непрерывного сигнала по уровню. Динамическая возникает как в результате изменения преобразуемого сигнала $X(t)$ в процессе его квантования по уровню, так и вследствие иерционности элементов преобразователя. Если преобразуемый сигнал в течение времени квантования по уровню остается неизменным, то динамическая погрешность отсутствует.

Погрешность, возникающая в результате восстановления непрерывного во времени сигнала по ряду его мгновенных значений, называется погрешностью аппроксимации. Она зависит от длительности цикла преобразования $T_{\text{ц}}$ и от способа аппроксимации результатов преобразования. С уменьшением цикла преобразования погрешность аппроксимации снижается.

Для аналого-кодowego преобразователя к статическим относятся также инструментальные погрешности, обусловленные конечными величинами чувствительности отдельных элементов и стабильностью их характеристик во времени, с изменением окружающей температуры, влажности и др.

Максимальное значение погрешности дискретности обычно равно единичному уровню квантования $\Delta X_{\text{д}} = \Delta X$ или половине его $\Delta X_{\text{д}} = \frac{1}{2} \Delta X$. С увеличением числа уровней квантования погрешность дискретности уменьшается.

Минимальная величина между соседними дискретными уровнями $\Delta X_{\text{д}}$ называется разрешающей способностью преобразователя. Иначе говоря, под разрешающей способностью понимается наименьшее различимое преобразователем приращение аналоговой величины, соответствующее единице младшего разряда кода.

Если известна величина разрешающей способности, то по ней можно определить число дискретных уровней квантования:

$$N = \frac{X_{\text{max}} - X_{\text{min}}}{\Delta X_{\text{д}}} + 1.$$

Разрешающая способность определяет точность преобразователя, если погрешность от дискретности больше общей погрешности преобразователя. Если же общая погрешность и погрешность от дискретности соизмеримы, то нельзя судить о точности преобразователя по разрешающей способности. Как правило, инструментальная погрешность преобразователя превышает его разрешающую способность.

Закон распределения вероятности погрешностей от дискретности внутри шага $\Delta X_{\text{д}}$ при большом N можно полагать близким к равномерному независимо от знака распределения вероятности преобразуемой величины. Возникающая в этом случае погрешность от дискретности характеризуется равномерным симметричным знаком распределения вероятности.

§ III-12. Преобразователи аналоговых электрических величин в цифровой код

Основные характеристики преобразователей

Преобразование аналоговой величины в дискретную заключается в представлении этой величины последовательно во времени рядом ее квантованных значений. Квантование изменяющейся аналоговой величины может осуществляться по уровню и во времени. Квантование по уровню состоит в делении величины X на ряд ступеней квантования ΔX_d , количество которых равно дискретному значению преобразуемой величины:

$$N = \frac{X}{\Delta X_d} + 1. \quad (\text{III-161})$$

Квантование во времени заключается в представлении непрерывной функции $X(t)$ рядом ее мгновенных значений, следующих через промежутки времени $T_{ц}$, называемыми длительностью цикла квантования. Величина обратная $T_{ц}$ называется частотой квантования

$$f_{кв} = \frac{1}{T_{ц}}. \quad (\text{III-162})$$

Возможность эквивалентного преобразования аналоговой величины в дискретную форму и последующего восстановления ее с заданной точностью впервые была высказана в теоремах В. А. Котельникова [1933] применительно к системе передачи сообщений по каналам связи. В них доказывается, что любая непрерывная функция $X(t)$, имеющая спектр частот от 0 до f_c , может быть представлена с любой точностью рядом ее мгновенных значений, следующих друг за другом с частотой $f_{кв} \geq 2 f_c$, т. е. через $T_{ц} \leq \frac{1}{2f_c}$ сек.

Аналоговый сигнал может быть восстановлен из дискретного с заданной точностью путем пропускания последнего через идеальный фильтр низких частот с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой, ограниченной частотами от $-f_c$ до $+f_c$.

Применение теоремы Котельникова для сигналов с неограниченным спектром частот, которые имеют место в измерительной технике, связано с пренебрежением составляющими частот выше f_c и, следовательно, с потерей информации. Погрешность, связанная с пренебрежением составляющими верхних частот, может быть определена из выражения

$$\Delta E = \int_{-\infty}^{+\infty} [X(t) - X_1(t)]^2 dt, \quad (\text{III-163})$$

где ΔE — интеграл квадрата ошибки, т. е. отклонение преобразованной функции $X_1(t)$ от истинной $X(t)$.

Частота квантования должна выбираться с таким расчетом, чтобы погрешность квантования не превышала заданной величины. Погреш-

уровня квантования), то можно определить наибольшую скорость изменения $X(t)$ за время одного цикла преобразования

$$X'(t) \leq \frac{\Delta X}{T_{\text{ц}}}, \quad (\text{III-166})$$

где $X'(t)$ — скорость изменения преобразуемой величины.

Выражая шаг квантования ΔX через приведенное значение погрешности дискретности в процентах $\gamma_{\text{д}} = \frac{100}{N_{\text{ном}}}$, %, получим

$$X'(t) \leq \frac{X(t)_{\text{max}} \gamma_{\text{д}}}{100 T_{\text{ц}}}, \quad (\text{III-167})$$

где $N_{\text{ном}} = \frac{X(t)_{\text{max}}}{\Delta X}$ — номинальное число уровней квантования.

Динамическая погрешность квантования может быть исключена введением в преобразователь фиксирующего устройства преобразуемого сигнала.

Восстановление непрерывной функции $X(t)$ по дискретным значениям осуществляется путем аппроксимации, при которой $X(t)$ на каждом участке между ее известными мгновенными значениями заменяется линиями, изменяющимися по определенному закону, например горизонтальными прямыми при ступенчатой аппроксимации; отрезками наклонных прямых при кусочно-линейной и участками параболы при параболической.

Наибольшая разность между действительным промежуточным значением функции $X(t)$ и аппроксимированным, т. е. приближенным значением, представляет собой мгновенную погрешность от аппроксимации $\delta_{\text{а}}$. При ступенчатой аппроксимации получается наибольшая погрешность $\delta_{\text{а}}$, а при более сложных видах ее погрешность снижается. По заданной среднеквадратичной или мгновенной погрешности аппроксимации определяется цикл квантования $T_{\text{ц}}$.

Допустим, что задана мгновенная погрешность $\delta_{\text{а}}$ при ступенчатой аппроксимации, при которой все мгновенные значения функции $X(t)$ в течение $T_{\text{ц}}$ между моментами t_i и t_{i+1} заменяются значениями X_{ti} в момент t_i .

Наибольшая величина погрешности $\delta_{\text{а max}}$ в этом случае получается на самом крутом участке функции, на котором первая производная ее достигает максимального значения в момент, непосредственно предшествующий моменту измерения t_{i+1} :

$$\delta_{\text{а max}} = X t_{i+1} - X_{ti} = v_{X \text{ max}} T_{\text{ц}}, \quad (\text{III-168})$$

где $v_{X \text{ max}}$ — максимальная скорость изменения функции.

Если $v_{X \text{ max}}$ известна, то при заданной $\delta_{\text{а}}$ цикл квантования [Орнатский, 1965]

$$T_{\text{ц}} = \frac{\delta_{\text{а}}}{v_{X \text{ max}}}. \quad (\text{III-169})$$

Дискретная погрешность от квантования по уровню при прямоугольном законе распределения погрешности

$$\sigma_d^2 = 2 \int_0^{\frac{\Delta X_d}{2}} \frac{1}{\Delta X_d} \delta^2 d\delta = \frac{1}{\frac{\Delta X_d}{2}} \cdot \frac{\delta^3}{3} \Big|_0^{\frac{\Delta X_d}{2}} = \frac{\left(\frac{\Delta X_d}{2}\right)^2}{3},$$

откуда среднеквадратичная погрешность

$$\delta_d = \frac{\Delta X_d}{2\sqrt{3}}. \quad (\text{III-164})$$

Из выражения (III-164) видно, что для прямоугольного закона распределения среднеквадратичная погрешность в 3 раза меньше максимальной ΔX_d .

Если задана допустимая среднеквадратичная погрешность от дискретности, то можно определить номинальное число ступеней квантования из уравнения

$$N_{\text{ном}} = \frac{X_n}{\Delta X_d} = \frac{X_n}{2\sqrt{3}\sigma_d}. \quad (\text{III-165})$$

Если задана допустимая приведенная погрешность от дискретности $\gamma_d = \pm \frac{\Delta X_d}{2X_n} \cdot 100, \%$, то

$$N_{\text{ном}} = \frac{100}{2\gamma_d}.$$

В большинстве случаев применяется равномерное квантование по значению. В случае неравномерного квантования можно уменьшить число ступеней квантования, но его реализация связана с усложнением конструкции преобразователя. Поэтому неравномерное квантование применяется главным образом при малых отклонениях преобразуемой величины от X_n , в пределах которых необходимо иметь повышенную точность преобразования, и для устранения нелинейности первичных преобразователей.

Как уже отмечалось, при квантовании непрерывно изменяющейся величины $X(t)$ возникает динамическая погрешность, под которой понимается разность между зафиксированными значениями преобразуемой величины и ее истинным значением в определенный момент времени. Для уменьшения динамической погрешности квантования необходимо накладывать жесткие ограничения на скорость изменения преобразуемого сигнала. Эти ограничения должны обеспечить условия, при которых динамическая погрешность не превысит допустимого значения при любом характере изменения измеряемой величины.

Если преобразуемая величина за один цикл преобразования изменяется не более чем на единицу младшего разряда (единичного

Преобразуемое напряжение U_x (рис. III-82) подается на вертикальные пластины трубки 1, а к горизонтальным пластинам прикладывается напряжение от генератора линейной развертки ГЛР. Под воздействием преобразуемого напряжения электронный луч отклоняется в вертикальном направлении на величину, пропорциональную U_x , а под действием напряжения развертки перемещается в горизонтальном направлении вдоль кодовой дорожки маски 2, с которой считывается цифровой код. Перед экраном с маской устанавливается фокусирующая линза 3, в фокальной плоскости которой

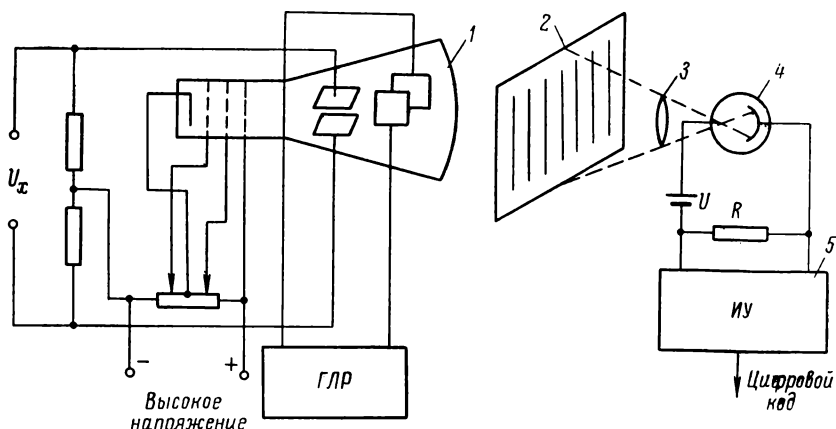


Рис. III-82. Схема преобразователя напряжения в цифровой код, построенного по методу считывания на электроннолучевой трубке.

расположен фотоэлемент 4. Импульсы кода, соответствующие величине напряжения U_x , регистрируются фотоэлементом и после прохождения через импульсный усилитель 5 поступают на внешнее запоминающее или другое выходное устройство.

Разрешающая способность такого преобразователя определяется максимально возможным числом вертикальных линий и размерами электронного луча. Погрешность преобразования определяется как стабильностью и линейностью напряжения развертки, так и линейностью системы вертикального отклонения луча и составляет около 0,1%. Скорость преобразования, определяемая временем восстановления фотоэлемента и люминофора экрана трубки, достигает 25 тыс. преобразований в секунду. Применение трубки типа моноскоп позволяет повысить скорость до 5 млн. преобразований в секунду.

Преобразователи последовательного счета

Из преобразователей последовательного счета наибольшее применение получили циклические с промежуточным преобразованием контролируемой величины во временной интервал, частоту или

В случае синусоидальной функции

$$T_{ц} = \frac{\delta_a}{\omega_1 X_{\max}} = \frac{\gamma_a}{200\pi f_1} = \frac{T_1 \gamma_a}{200\pi}, \quad (\text{III-170})$$

где γ_a — приведенная погрешность от аппроксимации, %.

Соответственно частота квантования

$$f_{\text{кв}} = \frac{1}{T_{ц}} = \frac{200\pi f_1}{\gamma_a}. \quad (\text{III-171})$$

Когда задана величина среднеквадратичной погрешности σ_a при ступенчатой аппроксимации, время цикла можно определить из выражения

$$T_{ц} = \frac{2\sqrt{3}\sigma_a}{v_{X_{\max}}}. \quad (\text{III-172})$$

Если функция $X(t)$ имеет ограниченный равномерный частотный спектр в пределах от 0 до f_c , то длительность цикла квантования во времени при заданной σ_a [Ицкович, 1961]

$$T_{ц} = \frac{3\sigma_a}{X_{\text{ск}} \cdot 2\pi f_c}, \quad (\text{III-173})$$

где $X_{\text{ск}}$ — среднеквадратичное значение преобразуемой величины.

Частота квантования $f_{\text{кв}}$ для любой функции при кусочно-линейной аппроксимации может быть определена по формуле [Орнатский, 1965]

$$f_{\text{кв}} = \frac{1}{T_{ц}} = \sqrt{\frac{X''_{\max}}{8\gamma_a}}, \quad (\text{III-174})$$

где X''_{\max} — максимальное значение второй производной функции.

Из полученных выражений для $f_{\text{кв}}$ видно, что частота квантования при ступенчатой аппроксимации во много раз больше, чем при кусочно-линейной. Для снижения среднеквадратичной погрешности σ_a до 0,2% при ступенчатой аппроксимации функции с ограниченным частотным спектром частота квантования должна быть равной $f_{\text{кв}} = 510 f_c$ [Elektronik, 1961].

Для преобразования электрических величин в цифровой код применяются преобразователи считывания, последовательного счета и поразрядного кодирования.

Преобразователи считывания

Преобразователи считывания имеют ограниченное применение (в основном для преобразования быстро изменяющихся напряжений). В качестве кодирующего устройства этих преобразователей используется специальная электроннолучевая трубка с маской, на которой нанесен кодовый рисунок в виде рефлексного или V-кода [Бутов, 1964в].

фазу. Принцип действия преобразователя напряжения циклического типа без промежуточного преобразования может быть пояснен блок-схемой и временным графиком, показанными на рис. III-83 [Бутусов, 1964в].

Преобразователь состоит из генератора управляющих импульсов *ГУИ*, ключа *К*, генератора импульсов *ГИ*, источника компенсирующего напряжения *ИКН*, нулевого органа *НО* и счетчика *Сч*. Преобразуемое напряжение U_x подается на вход нулевого органа,

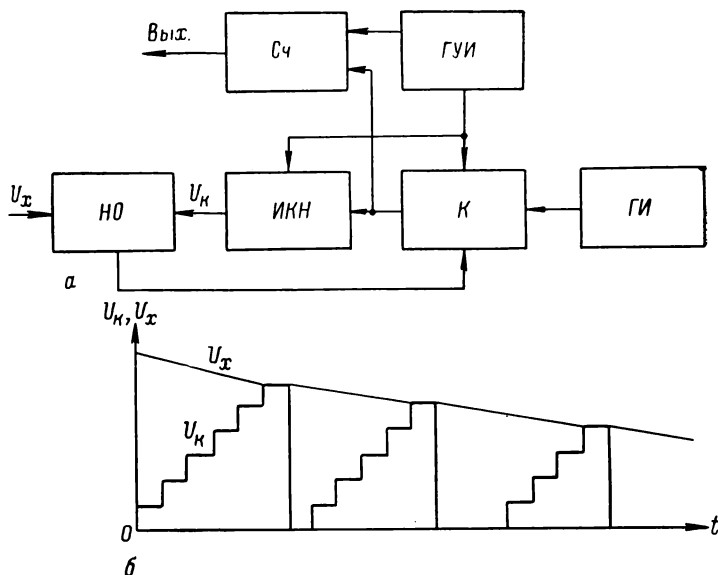


Рис. III-83. Циклический преобразователь напряжения в цифровой код без промежуточного преобразования.
 а — блок-схема; б — временной график преобразования.

где оно сравнивается с рядом последовательно возрастающих (или убывающих) фиксированных компенсирующих напряжений U_k . После включения преобразователя от *ГУИ* импульс поступает на электронный ключ, который открывается, и импульсы от генератора одновременно поступают на счетчик и источник компенсирующего напряжения. Каждый импульс повышает напряжение на выходе источника компенсирующего напряжения на величину младшего разряда ΔU_k . Напряжение с источника компенсирующего напряжения U_k поступает на нулевой орган.

В момент равенства напряжений $U_x = U_k$ с выхода нулевого органа подается импульс на ключ, который закрывается и прекращает подачу импульсов на счетчик. На последнем будет зафиксировано число импульсов, пропорциональное величине преобразуемого напряжения. Перед началом каждого цикла показания счетчика

и напряжение компенсирующего источника сбрасываются на нуль под воздействием импульса с генератора.

Преобразователи с промежуточным преобразованием во временной интервал получили широкое практическое применение из-за их относительной простоты и использования общеизвестных импульсных элементов, распространенных в других радиоэлектронных устройствах.

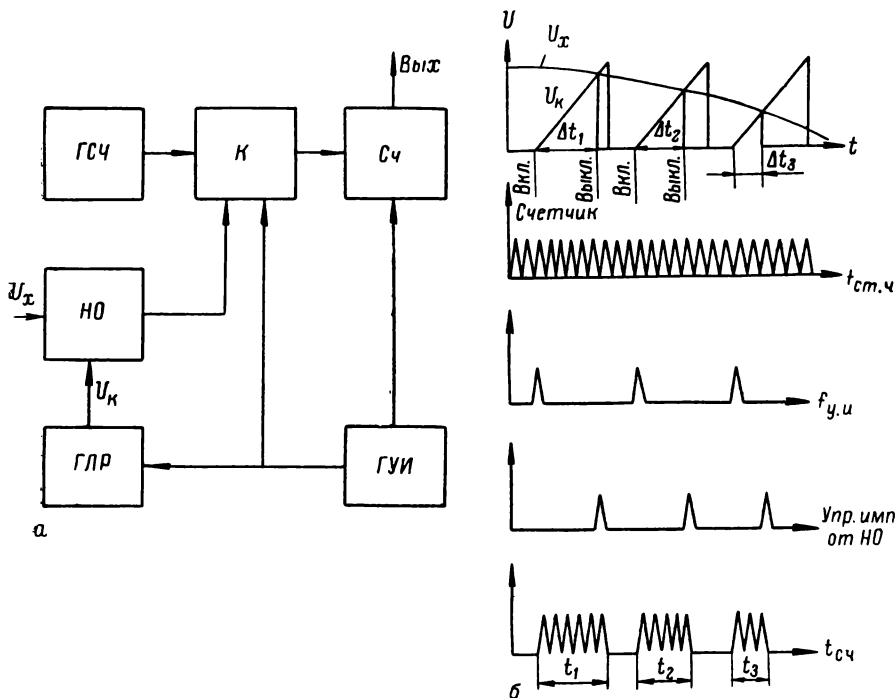


Рис. III-84. Циклический преобразователь последовательного счета напряжения в цифровой код с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал.

а — блок-схема; б — временной график преобразования.

Принцип действия циклического преобразователя последовательного счета с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал поясняется блок-схемой и временными графиками, показанными на рис. III-84.

Преобразуемое напряжение U_x подается на вход нулевого органа (амплитудного компаратора), где оно сравнивается с компенсирующим линейно возрастающим или линейно убывающим (пилообразным) напряжением U_k . После включения преобразователя под воздействием импульса, поступающего от генератора управляющих импульсов **ГУИ**, сбрасываются показания счетчика на нуль, открывается ключ **К** и запускается генератор линейной развертки **ГЛР**.

В качестве последнего обычно используются генераторы с линейно нарастающим или линейно падающим напряжением. В некоторых случаях функции генератора и сравнивающего устройства совпадают в одном узле. Такие устройства получили название фантастронов и санатронов, широко используемых в импульсной технике.

С появлением развертывающего напряжения U_k на счетчик импульсов через открытый ключ начинают поступать импульсы $f_{ст.ч}$ от генератора стабильной частоты ГСЧ. Напряжение U_k на входе нулевого органа сравнивается с преобразуемым напряжением U_x . В момент равенства напряжений $U_k = U_x$ с выхода нулевого органа подается импульс на ключ. Последний закрывается и прекращает подачу импульсов на счетчик.

Если напряжение генератора линейной развертки нарастает по линейному закону $U_k = K \Delta t$, то в момент равенства напряжений будет справедливо выражение

$$U_x = K \Delta t = K \frac{n}{f_{ст.ч}}, \quad (III-175)$$

где K — крутизна линейно нарастающего напряжения; Δt — интервал времени между началом цикла преобразования и моментом равенства напряжений $U_x = U_k$; n — число импульсов, зарегистрированных счетчиком.

Из выражения (III-75) видно, что величина преобразуемого напряжения пропорциональна интервалу времени Δt или количеству импульсов, зарегистрированных счетчиком. Кроме того, из выражения (III-175) можно определить необходимую линейность развертывающего напряжения и наименьшую частоту импульсов $f_{ст.ч}$ в зависимости от требуемой точности преобразования. Чем выше частота импульсов генератора стабильной частоты, тем меньше ошибка преобразования, обусловленная абсолютной погрешностью счета импульсов.

На точность преобразования также оказывают влияние постоянство крутизны линейно нарастающего напряжения в течение как одного периода, так и более длительного времени, а также чувствительность и стабильность нулевого органа. Суммарная погрешность таких преобразователей, выполненных на лампах, составляет приблизительно 0,1% от верхнего значения преобразуемой величины.

В преобразователях с промежуточным преобразованием во временной интервал может возникать погрешность преобразования из-за дрейфа начального уровня пилообразного напряжения. Для исключения этой погрешности в преобразователях применяются два нулевых органа. Один фиксирует начало преобразования (момент равенства преобразуемого и пилообразного напряжений $U_x = U_k$), а другой — конец преобразования (момент прохождения пилообразного напряжения через нулевой потенциал).

Блок-схема преобразователя напряжения в цифровой код с двумя нулевыми органами показана на рис. III-85, а [Бутусов, 1964г].

Внешний запускающий импульс $U_{\text{зап}}$, поступающий из блока управления, запускает генератор пилообразного напряжения 8. Амплитуда пилообразного напряжения изменяется от $+180$ до -20 в.

Пилообразное напряжение поступает на входы нулевых органов 6 и 7, на вторые входы которых соответственно подается преобразуемое напряжение U_x и потенциал земли 0. В момент равенства напряжений U_x и U_k нулевой орган 6 выдает импульс $U_{\text{н.о}}$, устанавливающий триггер управления 5 в состояние 1. Высокий потенциал триггера $U_{\text{Тг}}$ открывает ключ 2 и импульсы $U_{\text{г.н}}$ от генератора стабильной частоты 1 через усилитель 3 поступают на двоичный счетчик 4. В момент равенства пилообразного напряжения нулю ($U_k=0$) нулевой орган 7 выдает импульс конца преобразования $U_{\text{н.о}}$, который перебрасывает триггер в состояние 0. В общем случае конец преобразования задается опорным потенциалом сравнивающего устройства нулевого органа. В данном случае опорный потенциал равен нулю.

Триггер закрывает ключ, и подача импульсов в счетчик прекращается. Счетчиком будет зафиксировано число импульсов N , пропорциональное периоду повторения импульсов τ и частоте f генератора стабильной частоты.

Импульсы $U_{\text{н.о}}$ с нулевого органа 7 одновременно поступают в блок управления, который выдает команду на перевод числа из счетчика в выходной регистр и установку счетчика в состояние 0, подготавливая систему к следующему циклу преобразования. Временная диаграмма работы преобразователя показана на рис. III-85, б.

В качестве генератора пилообразного напряжения в рассмотренном преобразователе используется генератор фантастронного типа со связью по экранной сетке. Генератор с нулевым органом выполнен в виде блока выдачи временных интервалов.

На рис. III-86, а показан преобразователь напряжения (тока) в число импульсов [Куликов, 1966]. Он содержит в себе управляемое зарядное устройство $УЗУ$, интегрирующий конденсатор $ИК$, сравнивающее устройство $СУ$, управляющий триггер $УТ$, разрядное устройство $РУ$, генератор тактовой частоты $ГТЧ$, генератор эталонной частоты $ГЭЧ$ и схему совпадения $СС$. Эти устройства выполняют те же функции, что и в ранее рассмотренном преобразователе (рис. III-69), за исключением трех последних элементов.

Преобразуемое напряжение U_x подается на сравнивающее устройство, где оно сравнивается с пилообразным напряжением U_k интегрирующего конденсатора. Крутизна пилообразного напряжения может быть или постоянной, или регулируемой в зависимости от зарядного тока на выходе управляемого зарядного устройства. В случае постоянной крутизны пилообразного напряжения управляемое зарядное устройство заменяется стабилизатором тока.

С поступлением на управляющий триггер токового импульса триггер опрокидывается и через схему совпадения начинают поступать импульсы от генератора эталонной частоты. В момент равенства преобразуемого и пилообразного напряжения на выходе сравнивающего устройства выдается сигнал, который опрокидывает управляющий

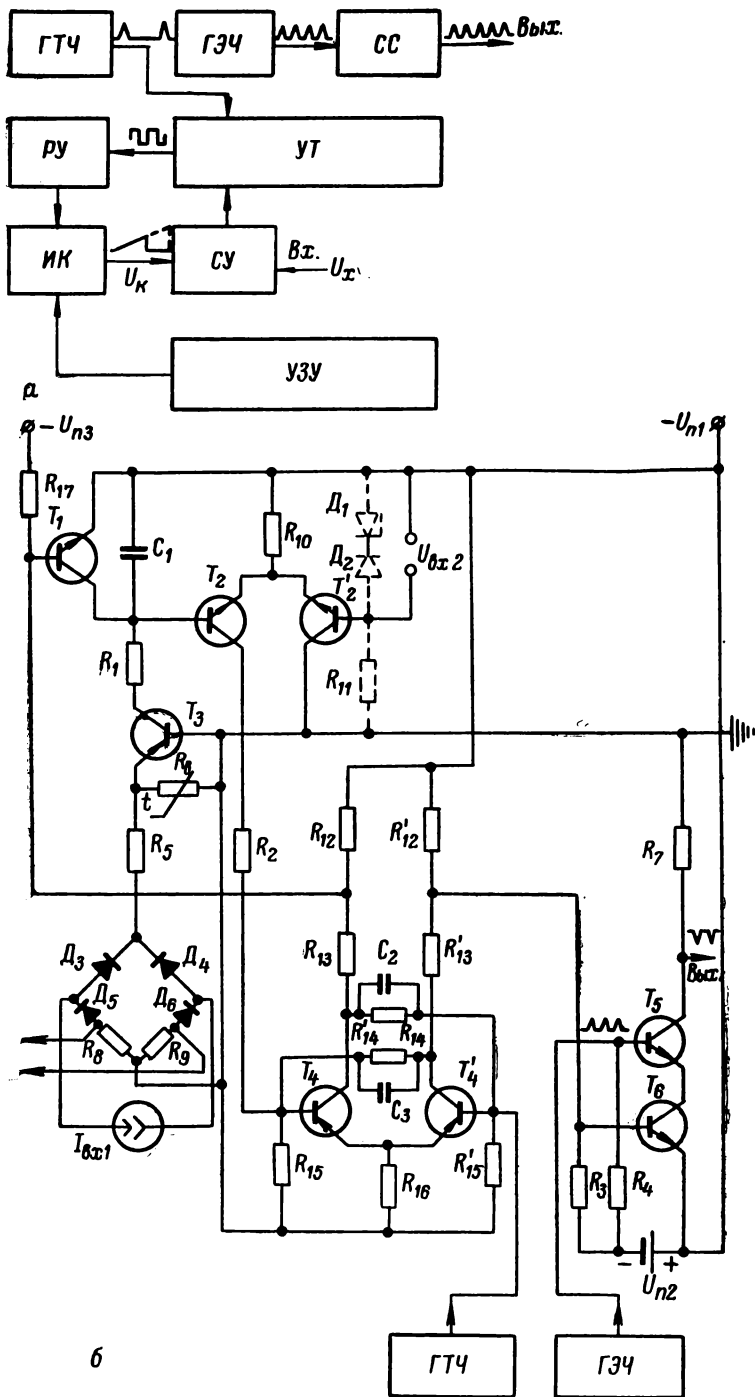


Рис. III-86. Преобразователь напряжения в число импульсов.
 а — блок-схема; б — принципиальная схема.

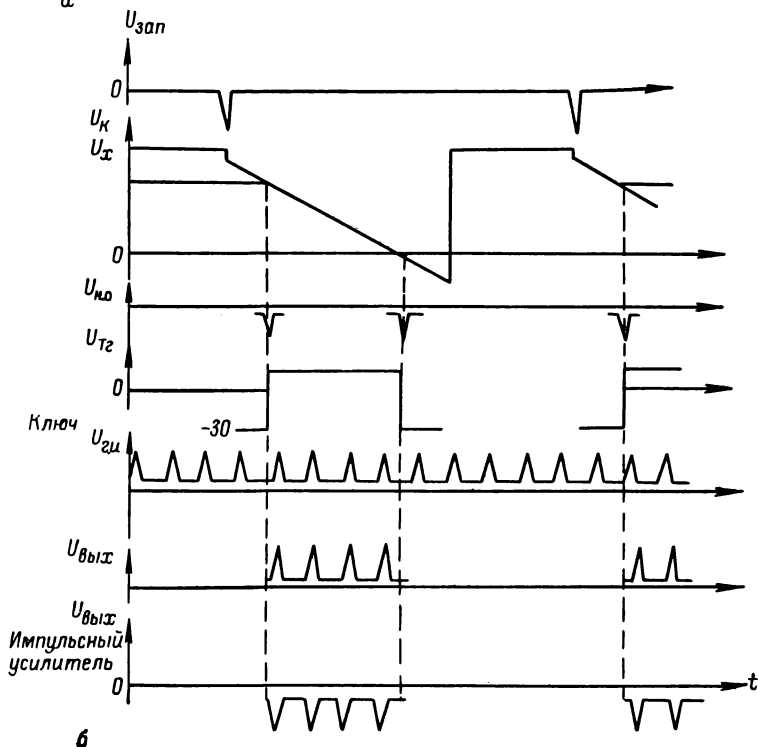
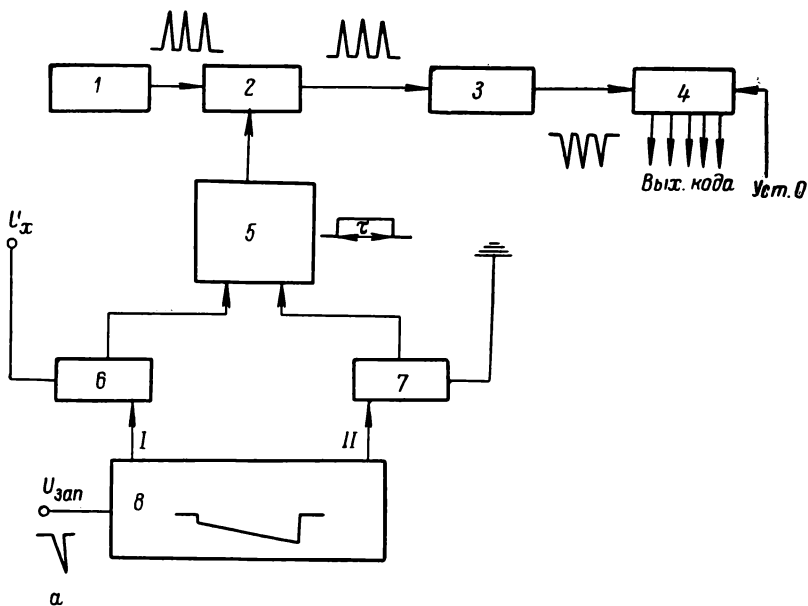


Рис. III-85. Циклический преобразователь последовательного счета напряжения в цифровой код с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал с двумя нулевыми органами.
 а — блок-схема; б — временная диаграмма работы преобразователя.

триггер. В результате этого через схему совпадения прекращается прохождение импульсов эталонной частоты и через разрядное устройство разряжается интегрирующий конденсатор. Количество импульсов, выдаваемое схемой совпадения за такт, пропорционально величине преобразуемого напряжения.

Разрядное устройство, осуществляющее периодическое замыкание и размыкание интегрирующего конденсатора C_1 , выполнено на транзисторе T_1 (рис. III-86, б). Сравняющее устройство собрано на транзисторах T_2 и T_2' . Крутизна пилообразного напряжения определяется зарядным коллекторным током транзистора T_3 . При постоянной крутизне вместо транзистора T_3 и выпрямительного

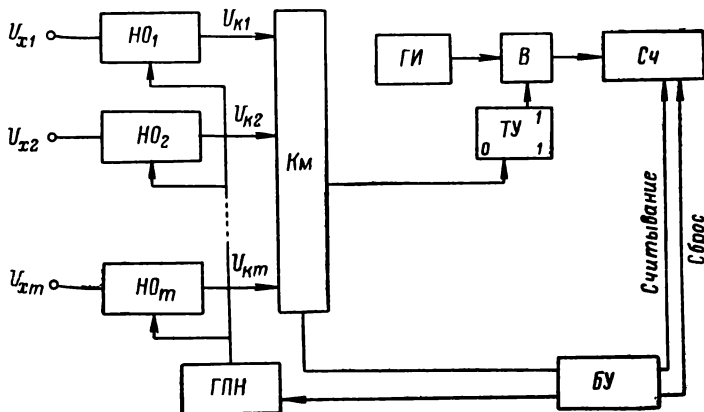


Рис. III-87. Блок-схема многоканального преобразователя напряжения в цифровой код с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал.

моста $D_3 - D_6$, R_8, R_9 к конденсатору C_1 подключается стабилизатор тока, выполненный аналогично стабилизатору в квадратичном преобразователе (рис. III-70). Управляющий триггер на транзисторах T_4, T_4' управляется током коллектора сравнивающего транзистора T_2 и импульсами генератора тактовой частоты. Схема совпадения выполнена на транзисторах T_5 и T_6 . С помощью термосопротивления R_6 и диода D_2 осуществляется термокомпенсация.

Для преобразования выходных сигналов датчиков в код применяются многоканальные преобразователи. Блок-схема одного из вариантов многоканального преобразователя напряжения в цифровой код с промежуточным преобразованием во временной интервал показана на рис. III-87 [Дроздов, Пятибратов, 1964]. На каждый канал имеется свой нулевой орган. Преобразуемые напряжения $U_{x1}, U_{x2}, \dots, U_{xm}$ сравниваются с пилообразным напряжением, подаваемым одновременно на все нулевые органы от генератора пилообразного напряжения $ГПН$. Поэтому в каждом цикле преобразования вырабатываются импульсы совпадения $U_{к1}, U_{к2}, \dots, U_{км}$ по всем каналам,

но через коммутатор на установку в нулевое положение триггера управления $TУ$ проходит лишь импульс совпадения выбранного канала. Управление коммутатором, генератором пилообразного напряжения, триггером управления и счетчиком осуществляется от блока управления $БУ$. Интервал коммутации выбирается постоянным и равным циклу преобразования.

В данной схеме преобразователя коммутатор не влияет на погрешность преобразования, так как им коммутируются не преобразуемые напряжения, а выходные импульсы нулевых органов.

В момент поступления импульса от блока управления триггер управления переходит в рабочее состояние и открывает вентиль B , через который на счетчик начинают поступать импульсы от генератора стабильной частоты $ГИ$. В момент прихода импульса с коммутатора на триггер управления последний устанавливается в нулевое

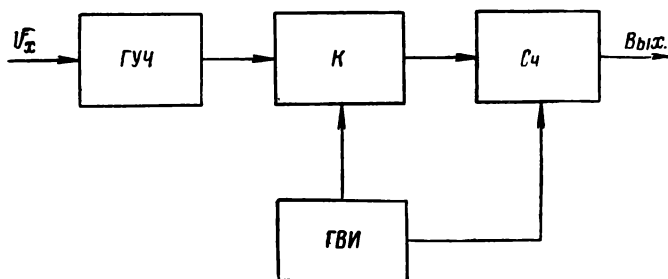


Рис. III-88. Блок-схема преобразователя напряжения в цифровой код с промежуточным преобразованием напряжения в частоту.

положение, вследствие чего вентиль закрывается и поступление импульсов на счетчик прекращается. Частота импульсов $ГИ$ выбирается равной $f_{ГИ} = \frac{1}{T_c}$, где T_c — время цикла преобразования по одному каналу.

Основными недостатками преобразователей напряжения во временной интервал являются относительно большое время преобразования и возможность появления больших погрешностей в случае преобразования малых напряжений.

Другой разновидностью, как уже ранее отмечалось, являются преобразователи с промежуточным преобразованием аналоговой величины в частоту. Для пояснения принципа их работы рассмотрим преобразователь напряжения в цифровой код, блок-схема которого показана на рис. III-88.

Преобразователь состоит из генератора управляемой частоты $ГУЧ$, генератора стабильных временных интервалов $ГВИ$, ключа $К$ и счетчика импульсов $Сч$. Принцип работы преобразователя заключается в следующем. Если на вход генератора управляемой частоты подать преобразуемое напряжение U_x , то на выходе его будут выра-

ствующий цифре 1 данного разряда двоичного кода. Полученная разность напряжений от второго сравнения $59 - 32 = 27$ в сравнивается с третьим компенсирующим напряжением 16 в. Разность получается положительной, и на выходе выдается импульс, соответствующий цифре 1 следующего младшего разряда. Разность напряжений $27 - 16 = 11$ в сравнивается с четвертым компенсирующим напряжением 8 в. Так как компенсирующее напряжение меньше 11 в, на выходе выдается следующий импульс, а полученная разность $11 - 8 = 3$ в сравнивается со следующим напряжением и т. д.

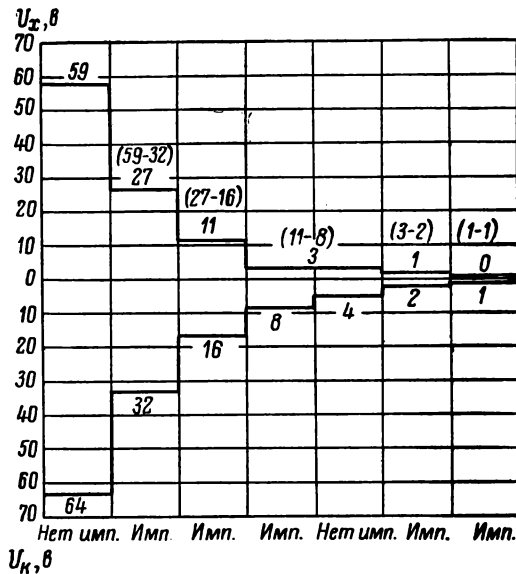


Рис. III-89. График преобразования по методу поразрядного кодирования.

В соответствии со знаком полученной разности фиксируется либо единица соответствующего разряда (в случае положительной разности), либо нуль (в случае отрицательной разности). При отрицательной разности на два умножается не полученная отрицательная разность, а предыдущая удвоенная положительная.

В качестве примера рассмотрим преобразование напряжения $U_x = 59$ в при компенсирующем напряжении $U_k = 32$ в. В первом такте сравнения разность $59 - 32 = +27$ в получается положительной, на выходе преобразователя выдается импульс, соответствующий цифре 1 данного разряда двоичного кода. В следующем такте сравнения из удвоенной разности вычитается снова компенсирующее напряжение $54 - 32 = +22$ в. Полученная разность также положительна, и на выходе фиксируется 1 следующего разряда. Из второй удвоенной разности снова вычитается компенсирующее напряжение $44 - 32 = +12$ в. Разность положительна, на выходе фиксируется 1.

Таким образом, в результате преобразования напряжение 59 в будет представлено в виде двоичного числа 111 011.

В одноэталонном преобразователе компенсирующее напряжение в процессе сравнения остается неизменным, а изменяется напряжение, с которым оно сравнивается. Последовательность преобразования следующая. Сначала из преобразуемого напряжения U_x вычитается компенсирующее напряжение U_k . Полученная разность $U_x - U_k$ умножается на два и опять сравнивается с компенсирующим напряжением, т. е. производится арифметическое действие $2(U_x - U_k) - U_k$.

батываться импульсы, частота следования которых $\bar{}$ изменяется линейно в зависимости от величины преобразуемого напряжения U_x . В начале цикла преобразования с генератора стабильных временных интервалов подается импульс определенной длительности на ключ, который открывается на все время действия этого импульса (интервала преобразования). После окончания временного импульса ключ закрывается. В течение интервала преобразования на счетчик будут поступать импульсы от генератора управляемой частоты. Количество импульсов, зафиксированное счетчиком за рабочий интервал, будет пропорционально величине преобразуемого напряжения.

По окончании временного импульса от *ГВИ* подается сигнал на счетчик, вследствие чего показание счетчика передается во внешнее запоминающее устройство, а сам счетчик устанавливается в нулевое положение. После сброса показаний процесс преобразования может повторяться.

Рассматриваемый преобразователь может быть использован также и для преобразования угловых перемещений, при этом частота генератора должна изменяться пропорционально углу поворота φ .

Однако преобразователи с промежуточным преобразованием аналоговой величины в частоту пока не нашли широкого практического применения главным образом из-за отсутствия достаточно простых и стабильных генераторов с большим диапазоном линейного изменения частоты.

Если преобразуемой величиной является непосредственно частота импульсов, то, фиксируя число прошедших импульсов за определенный интервал, можно получить код, соответствующий частоте входных импульсов.

Преобразователи поразрядного кодирования

В преобразователях поразрядного кодирования, или, как еще их называют, сравнения и вычитания, преобразуемое напряжение последовательно сравнивается с набором известных по величине компенсирующих напряжений. Эти преобразователи могут выполняться без обратной связи в цепи измерения, т. е. разомкнутого типа, и с обратной связью, т. е. замкнутого типа. Существует много разновидностей преобразователей поразрядного кодирования, но независимо от этого принцип действия их остается одним и тем же.

Рассмотрим принцип действия их на примере преобразования напряжения $U_x = 59$ в двоичный код при шкале преобразуемых напряжений 0—64 в [Бутусов, 1964в]. При этом предположим, что преобразуемое напряжение в процессе преобразования остается неизменным. Процесс сравнения начинается с большего компенсирующего напряжения, т. е. с 64 в (рис. III-89). Поскольку преобразуемое напряжение $U_x = 59$ меньше компенсирующего $U_k = 64$ в, то это напряжение схемой не учитывается и на выходе импульса не выдается. При втором сравнении преобразуемого напряжения 59 в с компенсирующим 32 в разность напряжений получается положительной и на выходе преобразователя выдается импульс, соответ-

Из удвоенной разности снова вычитается компенсирующее напряжение $24 - 32 = -8$ в. Разность получилась отрицательной, на выходе фиксируется 0. Поэтому компенсирующее напряжение вычитается из предыдущей учетверенной положительной разности $48 - 32 = +16$ в. Полученная разность положительна, на выходе фиксируется 1. Следующее вычитание $32 - 32 = 0$ дает нуль, на выходе фиксируется 1. В результате преобразования напряжение 59 в представлено в виде двоичного числа 111 011.

Аналитически работу преобразователя *поразрядного кодирования* можно описать следующим образом. Предположим, что необходимо преобразовать положительное напряжение U_x в n -разрядное двоичное число

$$N = a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_{n-k} \cdot 2^{n-k} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0.$$

Если через U_k обозначить компенсирующее напряжение, величина которого пропорциональна единице старшего разряда кода, тогда компенсирующее напряжение, пропорциональное единице младшего разряда кода, будет $\frac{U_k}{2^{n-1}}$. В начале преобразования U_x сравнивается с U_k и в результате сравнения определяется значение a_{n-1} . Если $U_x > U_k$, то $a_{n-1} = 1$; если же $U_x < U_k$, то $a_{n-1} = 0$. Затем находится разность

$$U_{xn-2} = U_{xn-1} - U_k a_{n-1},$$

где для общности рассуждений принято $U_{xn-1} = U_x$.

Величина U_{xn-2} сравнивается со следующим меньшим компенсирующим напряжением $\frac{U_k}{2}$ и определяется a_{n-2} аналогично предыдущему. Затем снова определяется разность $U_{xn-3} = U_{xn-2} - \frac{U_k}{2} a_{n-2}$ и т. д. При k -м шаге преобразования будет получена разность

$$U_{xn-k-1} = U_{xn-k} - \frac{U_k}{2^{k-1}} a_{n-k}. \quad (\text{III-176})$$

Произведя суммирование обеих частей выражения (III-176) по k , получим

$$\sum_{k=1}^m U_{xn-k-1} = \sum_{k=1}^m U_{xn-k} - U_k \sum_{k=1}^m \frac{a_{n-k}}{2^{k-1}}$$

или

$$\sum_{k=1}^m U_{xn-k-1} = \sum_{k=0}^{m-1} U_{xn-k-1} - \frac{U_k}{2^{n-1}} \sum_{k=1}^m \frac{a_{n-k} 2^{n-1}}{2^{k-1}}.$$

Из полученного выражения имеем

$$U_{xn-m-1} = U_{xn-1} - \frac{U_k}{2^{n-1}} \sum_{k=1}^m a_{n-k} \cdot 2^{n-k}, \quad (\text{III-177})$$

где U_{xn-m-1} — величина напряжения, меньшая физического значения единицы младшего разряда; $\sum_{k=1}^m a_{n-k} \cdot 2^{n-k}$ — двоичный код величины $U_{xn-1} = U_x$, полученный с точностью до единицы $(n-m)$ -го разряда; $\frac{U_k}{2^{n-1}}$ — физическое значение единицы младшего разряда кода; $\frac{U_k}{2^{n-1}} \sum_{k=1}^m a_{n-k} 2^{n-k}$ — двоичное представление величины U_x в соответствующем масштабе, определенное с точностью до $(n-m)$ -го разряда.

Иногда при выборе весовых соотношений между компенсирующими величинами применяются разрядные закономерности не двоичной, а десятичной или двоично-десятичной системы счисления. Однако это не меняет существа метода поразрядного кодирования.

Преобразователи поразрядного кодирования могут выполняться с общим источником компенсирующего сигнала и с индивидуальными источниками на каждый разряд.

Преобразователь поразрядного кодирования с общим источником компенсирующего сигнала без обратной связи (рис. III-90, а) имеет в каждом каскаде по два усилителя. В одном из усилителей преобразуемое напряжение сравнивается с компенсирующим, а в другом, имеющем стабильный коэффициент усиления равный 2, результат сравнения умножается на 2. Например, в n -м каскаде преобразователя, формирующем значение цифры a_{n-1} старшего разряда кода, на входе усилителя Y_n сравниваются напряжения U_x и U_k . Если $U_x > U_k$, то на выходе усилителя Y_n формируется сигнал, соответствующий цифре $a_{n-1} = 1$, а на вход Y'_n будет подана разность напряжений $U_x - U_k$. С выхода усилителя U'_n напряжение величиной $2(U_x - U_k)$ подается на вход усилителя Y'_{n-1} следующего каскада. Если же $U_x < U_k$, то на выходе Y_n напряжение равно 0 ($a_{n-1} = 0$) и на вход усилителя Y'_{n-1} подается напряжение $2U_k$. Следующие цифры разрядов кода формируются аналогично рассмотренному.

В общем виде выражение для напряжения U_n на выходе n -го каскада

$$U_n = 2(U_x - a_{n-1}U_k),$$

где a_{n-1} — цифра n -го разряда кода.

■ Напряжение U_{n-1} на выходе $(n-1)$ -го каскада

$$U_{n-1} = 2[2(U_x - a_{n-1}U_k) - a_{n-2}U_k],$$

где a_{n-2} — цифра $(n-1)$ -го разряда.

Весь цикл преобразования осуществляется в соответствии с выражением

$$2\{2[2\{2\{2\{2(U_x - a_{n-1}U_k) - \dots - a_2U_k\} - a_1U_k\} - a_0U_k] \approx 0,$$

Преобразователи с общим источником компенсирующего сигнала без обратной связи должны иметь $2n$ усилителей со стабильным коэффициентом усиления, так как от стабильности последнего зависит точность преобразования.

В качестве примера преобразователя разомкнутого типа с индивидуальными источниками компенсирующего сигнала рассмотрим преобразователь с суммирующими усилителями (рис. III-90, б). Преобразуемое напряжение одновременно подается на входы всех усилителей УПТ, к каждому из которых подключен один из источников компенсирующего напряжения. На входе усилителя УПТ U_x сравнивается с компенсирующим напряжением U_k . Если $U_x > U_k$, срабатывает реле P_n и замыкает нижний контакт KP_n , через который подается компенсирующее напряжение U_k в качестве слагаемого на все последующие каскады преобразователя. На входе следующего усилителя УПТ $_{n-1}$ сравнивается сумма $U_k + \frac{1}{2} U_k$ с U_x . Если же $U_x < U_k$, то реле P_n не сработает и на входе усилителя УПТ $_{n-1}$ будут сравниваться напряжения $\frac{1}{2} U_k$ и U_x , и т. д.

В соответствии с положениями контактов реле выдается выходной код. Эти преобразователи могут быть выполнены также полностью на бесконтактных элементах. Преобразователи с общим и индивидуальными источниками компенсирующего сигнала без обратной связи обеспечивают точность преобразования 0,8—0,4%. Ввиду громоздкости схемного исполнения и низкой точности преобразования эти преобразователи широкого практического применения не получили.

Преобразователи с обратной связью, в которых компенсирующие сигналы вырабатываются в процессе поразрядного кодирования, обеспечивают более высокую точность преобразования. Сигнал обратной связи в этих преобразователях создается в преобразователе кода в напряжение, работающем на принципе суммирования с учетом веса разрядов кода или с суммированием единичных приращений аналоговых величин.

Преобразователи, в которых сигнал обратной связи создается преобразователем код — напряжение с суммированием и учетом весов разрядов, могут работать только в циклическом режиме. В каждом цикле преобразуемое напряжение U_x сравнивается в нулевом органе (рис. III-91, а) с напряжением обратной связи U_k , вырабатываемым в преобразователе код — напряжением Π . Сравнение, как и в случае преобразователя без обратной связи, начинается с наибольшего компенсирующего напряжения, эквивалентного единице старшего разряда кода. Разность напряжений $\Delta U = U_x - U_k$ от каждого сравнения подается на устройство управления УУ, на выходе которого после каждого сравнения формируется значение цифры в данном разряде кода. Этот принцип преобразования широко используется в многоканальных преобразователях.

или после упрощения

$$2^{n-1}U_x - (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_2 \cdot 2^2 + a_1 \cdot 2 + a_0) U_k \approx 0,$$

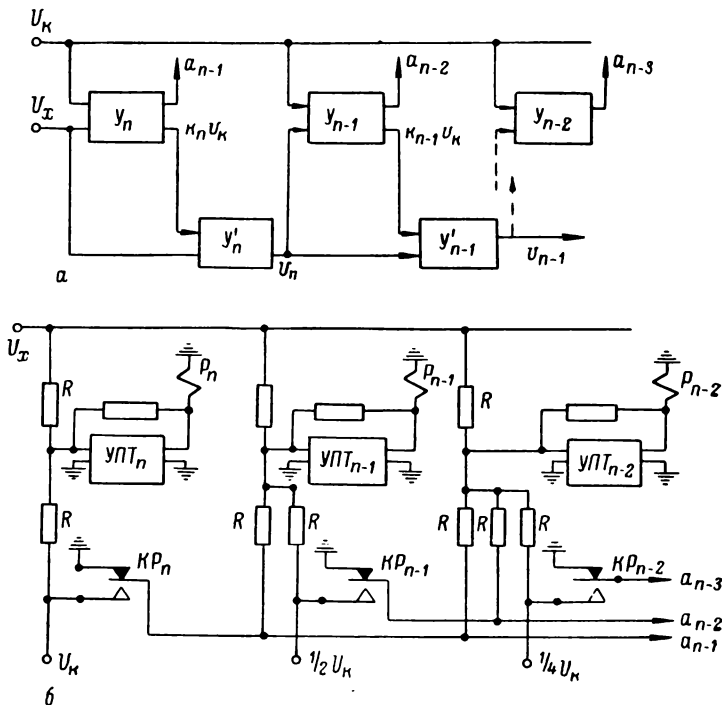


Рис. III-90. Блок-схемы преобразователей напряжения в код поразрядного кодирования с общим (а) и с индивидуальными источниками компенсирующего напряжения на каждый разряд (б).

т. е.

$$U_x - \frac{U_k}{2^{n-1}} \sum_{i=n-1}^0 a_i \cdot 2^i = 0, \quad (\text{III-178})$$

где $\frac{U_k}{2^{n-1}}$ — физическое значение единицы младшего разряда кода;

$\sum_{i=n-1}^0 a_i \cdot 2^i$ — двоичный код, соответствующий напряжению U_x .

Из выражения (III-178) видно, что величина компенсирующего напряжения эквивалентна физическому значению единицы старшего разряда кода, т. е. $U_k = \dot{U}_{x \max}$.

Разрешающая способность n -каскадного преобразователя определится из выражения

$$\Delta X = \frac{U_{x \max}}{2^n} = \frac{U_k}{2^{n-1}}. \quad (\text{III-179})$$

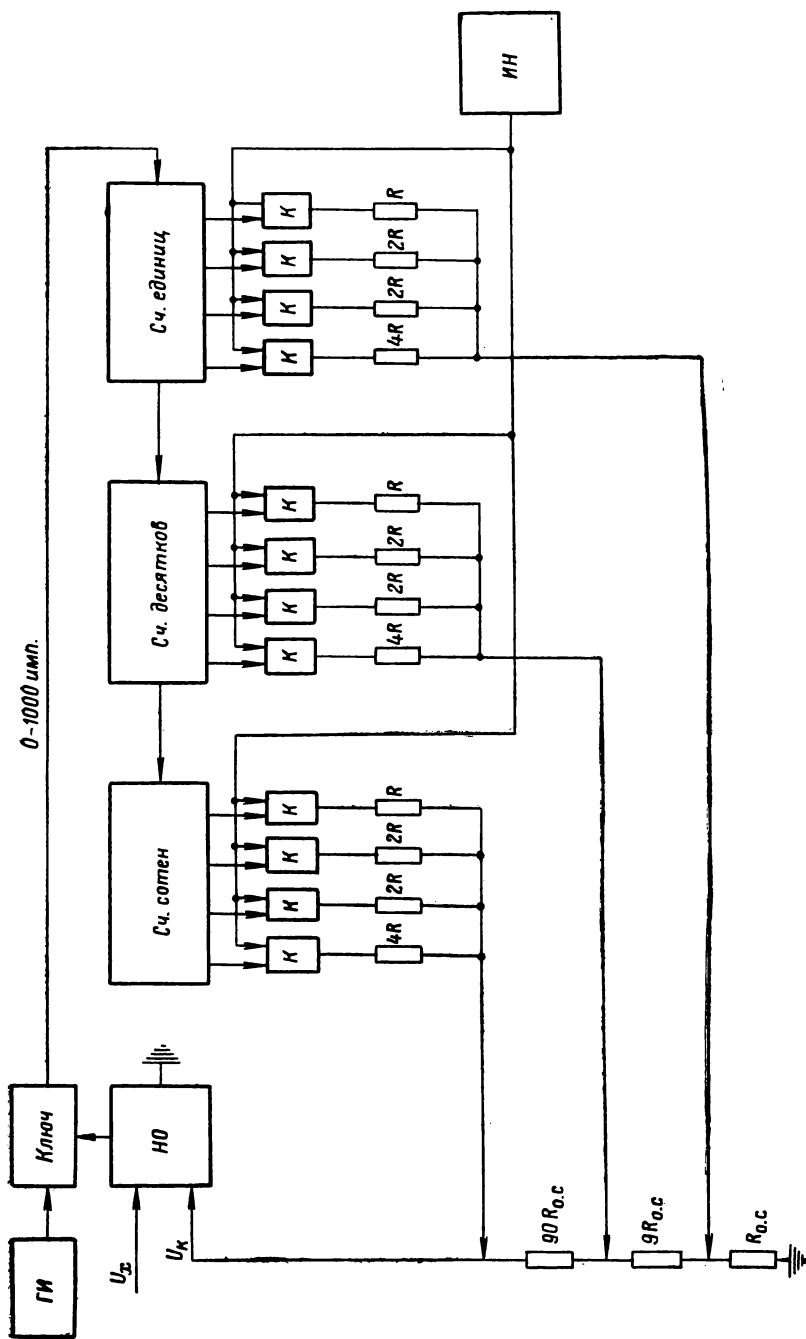


Рис. III-92. Блок-схема циклического преобразователя поразрядного кодирования напряжения в код с обратной связью и суммирующим счетчиком.

Преобразователи, в которых сигнал обратной связи вырабатывается преобразователем код — аналог с суммированием единичных приращений аналоговых величин, могут работать как в циклическом режиме, так и в режиме накопления. Формирование и фиксация кода осуществляются с помощью суммирующего (в циклических преобразователях) и реверсивного счетчика (в накопительном преобразователе).

В циклическом преобразователе (рис. III-91, б) в начале каждого цикла счетчик устанавливается в состояние 0, преобразуемое напряжение U_x сравнивается в нулевом органе с напряжением обратной связи U_k . В начале цикла $U_x > U_k$ и на выходе нулевого органа выдается сигнал, открывающий вентиль B , через который начинают проходить от генератора ГСИ импульсы на счетчик. С увеличением числа в счетчике возрастает напряжение обратной связи по линейно-ступенчатому закону. В момент равенства $U_k = U_x$ вентиль B закрывается и поступление импульсов на счетчик прекращается. В счетчике будет записан код, эквивалентный преобразуемой величине U_x . После считывания кода счетчик возвращается в исходное состояние.

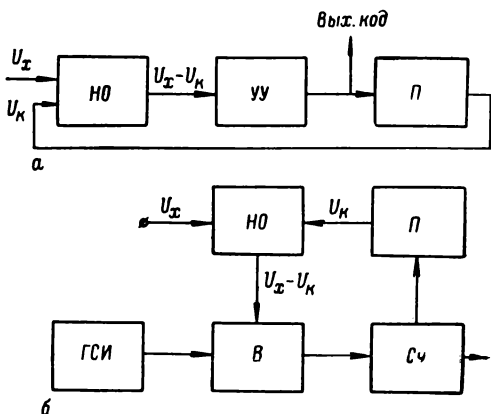


Рис. III-91. Блок-схемы преобразователей напряжения в код с обратной связью, вырабатываемой в преобразователе код — аналог:

а — с суммированием и учетом весов разрядов; б — с суммированием единичных приращений аналоговых величин.

Быстродействие этих преобразователей определяется в основном быстродействием первых каскадов счетчика и его разрядностью.

В преобразователях с реверсивным счетчиком нулевой орган содержит фазовый детектор, который вырабатывает сигнал на переключение реверсивного счетчика в зависимости от знака разности напряжений $\Delta U = U_x - U_k$. Если ΔU имеет положительный знак, то счетчик переключается в режим суммирования импульсов, а в случае отрицательного — в режим вычитания. Быстродействие таких преобразователей выше, чем циклических, так как за каждый цикл преобразования U_x изменяется лишь на величину приращения. Ошибка преобразования их, определяемая погрешностью нулевого органа и преобразователя код — аналог, может быть снижена до 0,1—0,025%.

Один из возможных вариантов циклического преобразователя поразрядного кодирования с обратной связью и суммирующим счетчиком показан на рис. III-92. В момент подачи напряжения U_x на вход преобразователя импульсы от генератора ГИ поступают на

счетчик единиц, откуда каждый десятый импульс подается на счетчик десятков, а со счетчика десятков каждый сотый импульс подается в счетчик сотен. Максимальной величине преобразуемого напряжения соответствует 1000 импульсов.

Каждый импульс, поступивший на счетчик, воздействует на комбинацию электронных ламп, управляющих электронными ключами K . Эти ключи подключают к источнику компенсирующего напряжения калиброванные сопротивления, величины которых подобраны в отношении 1 : 2 : 2 : 4. Токи, протекающие через калиброванные сопротивления, суммируются на сопротивлении обратной связи.

Для введения необходимого коэффициента обратной связи токи с сопротивлений десятков и сотен проходят соответственно через сопротивления $9R_{о.с}$ и $90 R_{о.с}$. Каждый импульс на счетчике единиц вызывает приращение тока, которое, проходя через сопротивление $R_{о.с}$, создает на нем соответствующее падение напряжения. Таким образом, напряжение обратной связи возрастает ступенями.

Напряжение обратной связи U_k подается на вход нулевого органа HO , где оно сравнивается с U_x . В момент равенства напряжений с выхода нулевого органа подается сигнал на закрытие электронного ключа. С закрытием ключа прекращается подача импульсов на счетчик. Число импульсов, зафиксированное счетчиком, пропорционально величине преобразуемого напряжения. Точность преобразования составляет около $\pm 0,5\%$ от диапазона шкалы.

На рис. III-93 показана схема циклического преобразователя напряжения в цифровой код поразрядного кодирования с обратной связью, разработанного под руководством автора. Преобразователь состоит из блока управления $БУ$, блока регистра с логикой R_2 , преобразователя код — аналог $КА$ и нулевого органа HO . Все логические устройства преобразователя выполнены на потенциальных логических элементах комплекса «Мир-1». Блок управления состоит из генератора тактовых сигналов $ГС$, распределителя сигналов на 16 выходов ($T_{г1} — T_{г6}$, $Дш_1$ и $Дш_2$); элемента совпадения $И$, элемента разделения $ИЛИ$ и переключателя рода работы преобразователя $П$.

Блок регистра с логикой, управляющий работой компенсатора в соответствии с сигналами из блока управления и нулевого органа и выдающий двоичный код, эквивалентный величине преобразуемого напряжения U_x , состоит из триггерного регистра $T_{г1} — T_{г10}$ с элементами совпадения на входе $И_1 — И_{20}$; индикаторных усилителей $У_1 — У_{10}$ на выходе с лампами индикации положения разрядов регистра $Л_1 — Л_{10}$; усилителей разрешения сема кода $У_{21}$; установки сигнала на нуль $У_{22}$ и сигнала нулевого органа $У_{23}$.

Блок преобразователя $КА$, вырабатывающий компенсирующее напряжение U_k , состоит из декодирующей матрицы, стабилизированных источников тока $ИТ_1 — ИТ_{10}$ с высоким внутренним сопротивлением и ключей $K_1 — K_{10}$. Декодирующая матрица набирается из двух номиналов сопротивлений R и $2R$ ($R = 5 \text{ ком}$) по

параллельной и последовательной схеме. Такая матрица создает одинаковую нагрузку на все стабилизированные источники тока независимо от номера разряда, к которому относится тот или иной ИТ. Величина сопротивления, на которое нагружается каждый источник, $R_n = \frac{2}{3} R$.

Так как ИТ имеют одинаковые токи и нагрузки, то падение напряжения, создаваемое током I каждого источника на нагрузке,

$$U_k = \frac{2}{3} RI. \quad (\text{III-180})$$

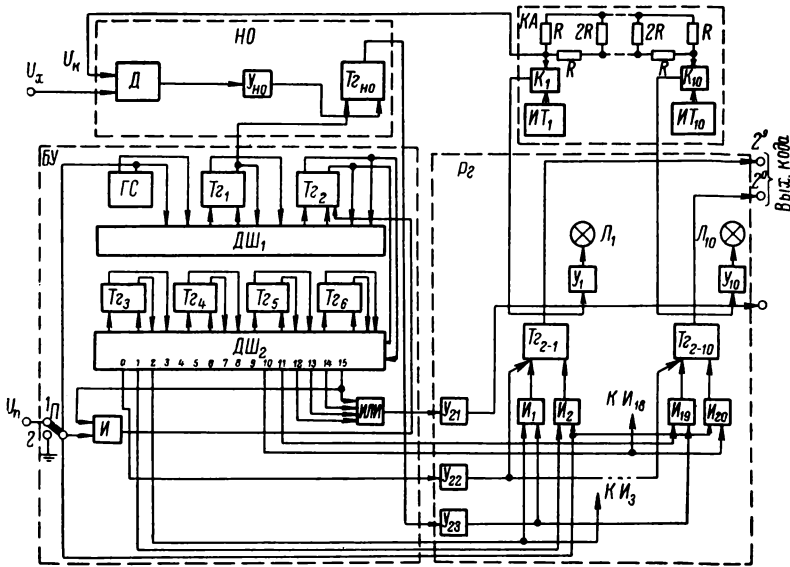


Рис. III-93. Функциональная схема циклического преобразователя напряжения в код с обратной связью.

Сопротивления в матрице расположены так, что напряжение при прохождении через каждую ячейку матрицы делится на 2. Следовательно, напряжение на выходе матрицы, соответствующее двоичному коду регистра, в общем случае определится из выражения

$$U_k = \frac{U_{k1}}{2^n} + \frac{U_{k2}}{2^{n-1}} + \dots + \frac{U_{kn}}{2^0}. \quad (\text{III-181})$$

Подставив в выражение (III-181) вместо U_{k1}, \dots, U_{kn} их значения из формулы (III-180), получим

$$\begin{aligned} U_k &= \frac{2}{3} IR \frac{1}{2^n} (a_0 \cdot 2^0 + a_1 \cdot 2^1 + \dots + a_n \cdot 2^n) = \\ &= \frac{RI}{3 \cdot 2^{n-1}} \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \end{aligned} \quad (\text{III-182})$$

использованы токосъемные щетки или трансформаторы, фотоэлементы, магнитные головки и др. Количество чувствительных элементов определяется видом используемого кода. В простейшем случае оно равно числу разрядов выходного кода, соответствующему максимальному значению преобразуемой величины.

Усилительно-преобразовательное устройство выполняет считывание кода с чувствительных элементов, усиление импульсов, преобразование выходного кода кодирующего устройства в требуемый код, временное хранение выходного кода. Все значения разрядных коэффициентов числового эквивалента могут считываться одновременно за один такт или последовательно за несколько тактов, равных числу разрядных коэффициентов. В соответствии с этим преобразователи считывания подразделяются на параллельные и последовательные.

В преобразователях с параллельным считыванием время преобразования практически равно времени считывания:

$$t_{\text{пр}} = t_{\text{сч}}.$$

При последовательном считывании время преобразования

$$t_{\text{пр}} = nt_{\text{сч}}, \quad (\text{III-183})$$

где n — число разрядов в кодирующем устройстве.

Большинство применяемых чувствительных элементов имеет очень малую инерционность, поэтому время считывания определяется длительностью импульса считывания и составляет несколько микросекунд.

В преобразователях считывания погрешность преобразования определяется в основном их разрешающей способностью, если не учитывать ошибку, связанную с изменением преобразуемой величины за время преобразования. Этой ошибкой можно пренебречь, если за время считывания изменение преобразуемой величины не превышает единицы младшего разряда.

В пределах интервала дискретности только одно угловое положение вала точно соответствует выходному коду. Интервал дискретности относительно фиксированного значения входного угла может быть расположен несимметрично (рис. III-94, а) и симметрично (рис. III-94, б). В первом случае максимальное значение ошибки дискретности равно величине разрешающей способности, а во втором — ее половине. Поэтому для уменьшения погрешности целесообразно иметь симметричное расположение интервала дискретности. Это достигается регулировкой задающего элемента при его сцеплении с валом датчика.

Кроме отмеченных здесь могут возникать погрешности, связанные с неоднозначностью считывания. Они могут быть снижены до величины разрешающей способности введением дискретности в перемещение задающего устройства, применением специальной системы съема кода с логическим выбором нужных чувствительных элементов и использованием в кодирующем элементе специальных кодов.

где a_i — разрядный коэффициент; n — число разрядов в двоичном коде.

В данной матрице не предъявляется жестких требований к разбросу номиналов сопротивлений, так как этот разброс может быть скомпенсирован за счет регулировки токов *ИТ*.

Ключи, включающие и отключающие *ИТ*, соединяются последовательно с ними. Поскольку внутреннее сопротивление *ИТ* значительно больше прямого сопротивления ключа, то нестабильность последнего практически не сказывается на погрешности преобразователя.

Нулевой орган выполнен по схеме непосредственного усиления с дифференциальным каскадом на входе и промежуточным усилителем $У_{НО}$ с выходом на триггер $T_{2НО}$. Преобразователь может запускаться при подаче потенциала U_n на элемент *И* (переключатель *П* в положении 1) и от руки установкой переключателя *П* в положение 2.

Погрешность преобразования напряжения 0—10 в не превышает $\pm 0,2\%$ при скорости 2500 преобразований в секунду.

§ III-13. Преобразователи механических перемещений в цифровой код

Преобразователи перемещений получили широкое практическое применение главным образом для преобразования угловых и линейных перемещений в цифровой код. В соответствии с принятой классификацией по принципу действия они разделяются на преобразователи считывания и последовательного счета.

Преобразователи считывания

В преобразователях считывания угловое или линейное положение подвижного органа считывается непосредственно в цифровой форме. Основными элементами преобразователя являются кодирующие и усилительно-преобразующее устройства. Первое состоит из задающего и считывающего (чувствительного) элемента. Задающий элемент непосредственно связан с перемещающимся органом и имеет на себе определенный кодовый рисунок (шкалу), соответствующий всему диапазону числовых эквивалентов преобразуемой величины. В случае преобразования углового положения вала кодовый рисунок может быть нанесен на поверхности диска в виде концентрических колец или на образующей поверхности барабана в виде кольцевых дорожек. В преобразователях линейных перемещений кодовый рисунок выполняется в виде развертки кодового рисунка угловых положений.

Кодовый рисунок может быть выполнен из электропроводящих и непроводящих элементов методом фотохимического травления, из прозрачных и непрозрачных элементов фотографическим способом, ферромагнитных и немагнитных элементов и т. д. В зависимости от задающих элементов в качестве чувствительных элементов могут быть

считывания правую группу чувствительных элементов и снимается код 0110. Если же в младшем разряде снимается цифра 1, то к схеме считывания подключается левая группа чувствительных элементов и снимается код 0101. Таким образом, при данном расположении чувствительных элементов может быть снят код 0101 или 0110, а не какой-либо другой. Этим исключается появление ошибок неоднозначности, превышающих по величине единицу младшего разряда.

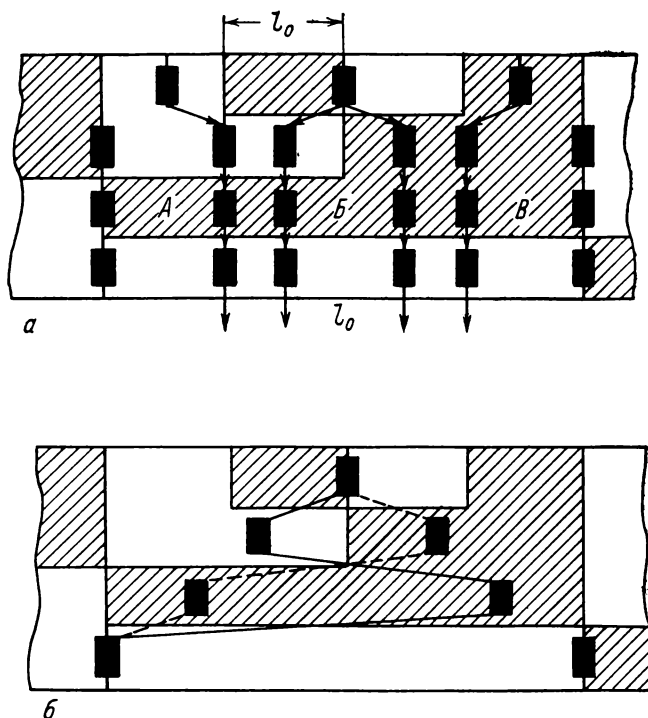


Рис. III-95. Расположение чувствительных элементов:
a — в случае двойной развертки; *b* — в случае V-развертки.

Расположение чувствительных элементов друг от друга на малом расстоянии, равном интервалу дискретности, усложняет их юстировку. Для упрощения ее при последовательном съеме кода с кодирующего устройства используется так называемый способ V-развертки, в котором интервал между чувствительными элементами для каждого разряда (кроме младшего) равен ширине элемента кода предшествующего младшего разряда. На рис. III-95, *b* показаны два возможных варианта считывания кода 0101 и 0110 в зависимости от значения цифры в младшем разряде. Из приведенного примера видно, что V-развертка также позволяет уменьшить ошибку неоднозначности до величины, равной единице младшего разряда. Кроме того, способ

Введением дискретности в перемещение задающего устройства ограничивается число дискретных уровней аналоговой величины. Это достигается при помощи фиксирующих звездочек, мальтийских крестов, стопорных и других устройств. Применение метода дискретизации для устранения погрешности неоднозначности связано с увеличением момента трения и усложнением конструкции. Поэтому метод не нашел широкого применения.

Более совершенным методом устранения погрешности неоднозначности является получение избыточной информации за счет установки дополнительных чувствительных элементов в каждом разряде, кроме

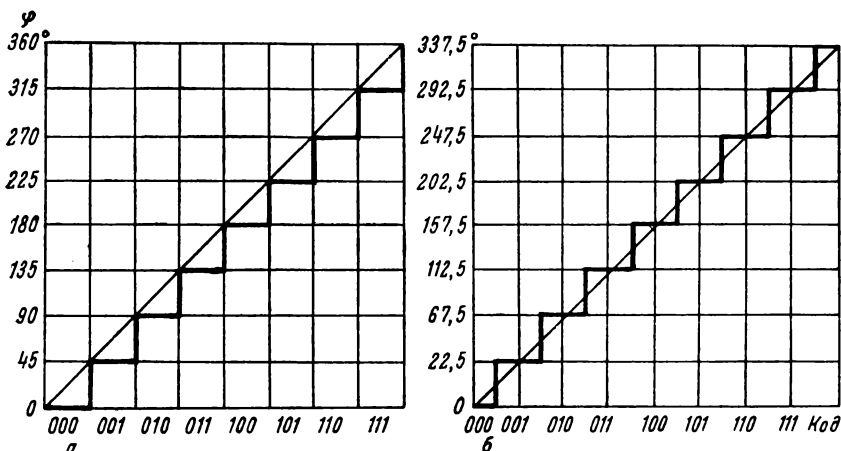


Рис. III-94. Несимметричное (а) и симметричное (б) расположение интервалов дискретности относительно фиксированного значения входного угла.

младшего. Выбор чувствительного элемента при считывании для каждого отдельного разряда осуществляется при помощи логических устройств.

При параллельном считывании кода с кодирующего устройства чувствительные элементы во всех разрядах, кроме младшего, размещаются справа и слева относительно линии считывания (проходящей через чувствительный элемент младшего разряда) на расстоянии, равном половине ширины элемента кода младшего разряда. Считывание кода начинается с цифры младшего разряда и в зависимости от ее значения (0 или 1) в следующих разрядах цифры считываются соответственно с правой или с левой группы чувствительных элементов.

На рис. III-95, а показано расположение чувствительных элементов ЧЭ в трех характерных положениях А, В, В задающего элемента. Стрелки показывают, с каких чувствительных элементов считывается код. Если чувствительный элемент младшего разряда расположен на границе кодов 0101 и 0110 (положение В), то при считывании с него цифры 0 логическая схема подключает к схеме

Использование V-развертки позволяет установить большие, чем в циклическом коде, допуски на установку чувствительных элементов. Но V-развертка по сравнению с рефлексным кодом сложнее по схеме и в изготовлении рисунка кода. В случае использования специального кода необходимо иметь специальные преобразователи для преобразования его в обычный.

Рассмотрим преобразователь КП-4, предназначенный для преобразования угла поворота выходного вала автокомпенсаторов типа ЭПП, ЭПД, ПС и других в цифровой код. Преобразователь

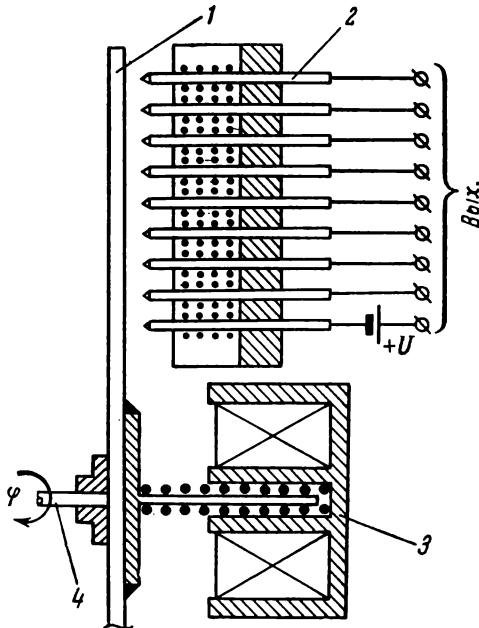


Рис. III-97. Схема преобразователя КП-4 угла поворота в код.

(рис. III-97) состоит из кодированного диска 1, токосъемных щеток 2 и электромагнита 3. Кодовый диск преобразователя выполнен так, что он имеет возможность перемещаться вдоль оси выходного вала 4.

Диск диаметром 78 мм выполнен из латуни. На нем методом травления и заполнения вытравленных участков изоляционным материалом нанесена кодовая маска в виде восьмиразрядного двоично-рефлексного кода. Каждому разряду соответствует своя кольцевая дорожка, разделенная на проводящие и непроводящие участки. Кодовая дорожка младшего разряда разделена на 136 равных частей. Благодаря симметричному расположению интервала дискретности относительно фиксированного

значения выходного угла погрешность дискретности преобразователя равна половине деления младшего разряда, или $1^{\circ}20'$. Кроме восьми разрядных имеется девятая токопроводящая дорожка. Против каждой дорожки расположена своя токосъемная щетка. Щетки выполнены в виде иголок и расположены по кругу диска со сдвигом друг относительно друга на 40° .

В исходном состоянии питания на электромагнит 3 не подается, и токосъемные щетки 2 не касаются диска 1. При подаче питания на электромагнит диск притягивается и щетки входят в соприкосновение с ним. В зависимости от угла поворота диска часть щеток будет находиться на проводящих участках, а часть на непроводящих. В соответствии с положением диска на выходе щеток будет сниматься код, определяющий угол поворота вала 4.

V-развертки позволяет осуществлять считывание кода при движении задающего элемента.

Иногда по конструктивным соображениям чувствительные элементы требуется расположить по одной линии. В этом случае используются двоично-сдвинутые коды, в которых каждый разряд, кроме младшего, представляется двумя подразрядами. Эти подразряды сдвинуты относительно своего нормального положения в двоичном коде влево и вправо на соответствующие расстояния.

В рассмотренных способах снижения ошибки неоднозначности используются принципы двоичной системы счисления.

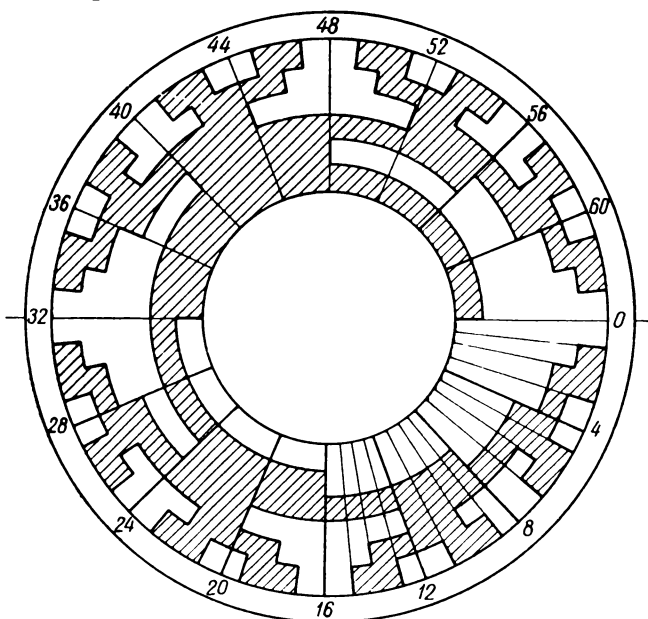


Рис. III-96. Кодовый диск с двоично-рефлексным кодом.

Наконец, для устранения ошибки неоднозначности могут быть использованы в кодирующем устройстве рефлексные коды. В них ошибка считывания не превышает единицы младшего разряда. Кроме того, применение рефлексного кода позволяет повысить вдвое разрешающую способность преобразователя по сравнению с естественным двоичным кодом.

На рис. III-96 показан кодовый диск со шкалой в виде двоично-рефлексного кода. В этом случае во время вращения диска при переходе от одного положения к другому, соседнему, происходит изменение только в одном из разрядов.

Сравнивая рассмотренные способы устранения ошибки неоднозначности, можно отметить, что способ введения дискретности в перемещение задающего элемента может быть использован, когда к точности преобразования не предъявляется особых требований.

Рабочий угол преобразователя равен 340° . Точность преобразования равна $0,4\%$ от верхнего значения шкалы компенсатора. Электромагнит Z питается постоянным током напряжением 36 в и потребляет мощность около $1,5\text{ вт}$. Однако такое решение не устраняет всех недостатков, присущих контактному преобразователю.

Наиболее широко применяются бесконтактные преобразователи фотоэлектрического, трансформаторного, индуктивного и других подобных типов. В фотоэлектрических преобразователях в качестве задающего элемента используется кодовый диск, который выполнен из стекла с нанесенным на нем кодовым рисунком в виде прозрачных и непрозрачных участков. Чувствительными элементами служат фотоэлементы, расположенные обычно по радиусу диска, для освещения которых используются газоразрядные или дуговые лампы накаливания.

Если между источником света и фотоэлементом располагается прозрачный участок диска, то на выходе фотоэлемента возникает импульс, соответствующий единице в данном разряде; если непрозрачный участок, то импульса не возникает, что соответствует нулю в данном разряде.

Если фотоэлементы расположены в радиальном направлении на одной линии, то луч считывания может быть сформирован при помощи линейного источника света и оптической щели (рис. III-98, *a*) или при помощи точечного источника света, оптической системы, создающей линейный световой луч, и оптической щели (рис. III-98, *б*).

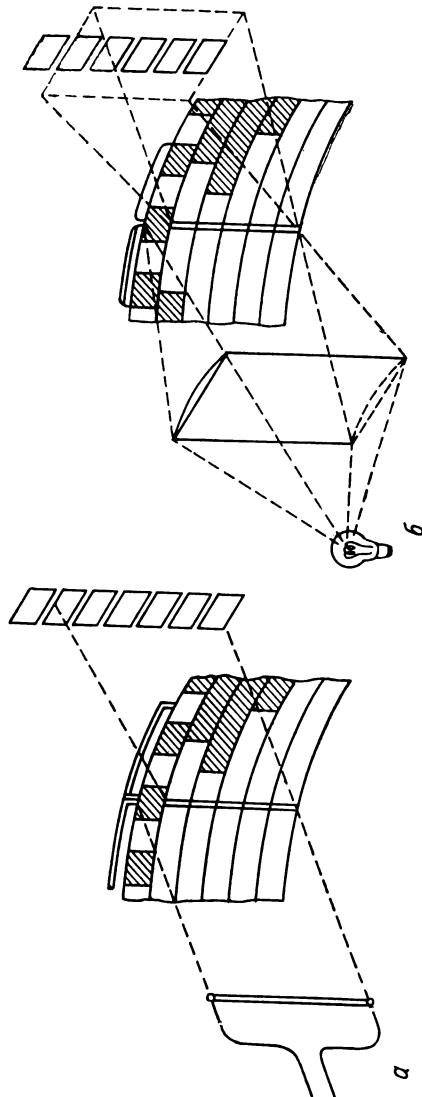


Рис. III-98. Схемы фотоэлектрических преобразователей угла поворота в код с линейным (*a*) и точечным (*б*) источником света.

Использование газоразрядных импульсных ламп в качестве источника света позволяет модулировать световой поток и тем самым увеличивать отношение сигнала к шуму на выходе фотоэлемента. Однако газоразрядные лампы имеют сложную схему питания, требуют высокого напряжения, имеют ограниченный срок службы, который уменьшается с увеличением частоты вспышек, и неодинаковую интенсивность свечения по длине лампы.

Дуговые лампы в качестве точечных источников света позволяют модулировать световой поток с частотой до 7 кГц за счет питания переменным током, но они требуют для зажигания дуги высокого напряжения (около 1000 в). Лампы накаливания с вольфрамовой нитью позволяют получить точечный источник света, но из-за большой тепловой и световой инерции исключают возможность модуляции светового потока при помощи тока питания.

Как уже отмечалось, в качестве чувствительных элементов большей частью используются фотодиоды, фототриоды и фотосопротивления, которые имеют малые размеры и высокую чувствительность. Промышленно выпускаются германиевые и кремниевые фотодиоды. Германиевые фотодиоды имеют значительно большую чувствительность (в 4—10 раз), чем кремниевые, но зато их характеристики сильно зависят от окружающей температуры. Для стабилизации характеристик при больших колебаниях окружающей температуры германиевые фотодиоды необходимо термостатировать. Кремниевые фотодиоды могут хорошо работать без термостатирования в большом диапазоне изменения окружающей температуры.

Чувствительность фототриодов примерно на порядок выше, чем у фотодиодов.

Наиболее подходящими фотосопротивлениями являются сернисто-свинцовые, сернисто-кадмиевые и селенисто-кадмиевые, имеющие относительно большую чувствительность.

В трансформаторных преобразователях кодирующее устройство состоит из задающего элемента в виде кодового диска из диамагнитного материала, хорошо проводящего электрический ток, и трансформаторных чувствительных элементов. На кодовом диске нанесен кодовый рисунок в виде электропроводящих и непроводящих участков. Чувствительные элементы представляют собой трансформаторы с воздушным зазором 0,8—1 мм. Каждый трансформатор состоит из двух ферромагнитных сердечников 1 и 2 (рис. III-99, а) П-образной формы с расположенными на них обмотками W_1 и W_2 [Бутусов, 1964в]. Сердечники располагаются в одной плоскости с обеих сторон диска против соответствующего разрядного кольца. На первичные обмотки трансформаторов поступают от генератора опрашивающие импульсы. В зависимости от того, находится в момент опроса между сердечниками вырез или материал диска, являющийся магнитным экраном, во вторичной обмотке трансформатора будет меняться амплитуда импульса. Если между сердечниками находится материал диска, то в нем возникают вихревые токи, оказывающие размагничивающее действие, т. е. создающие поток,

ниевго зуба кодового диска связь ослабляется и генерация сры-
вается. Выходная обмотка генератора W включена в мостовую
выпрямительную схему. Выпрямленное напряжение с нагрузки RC
подается на эмиттерный повторитель T_2 , а с выхода последнего на

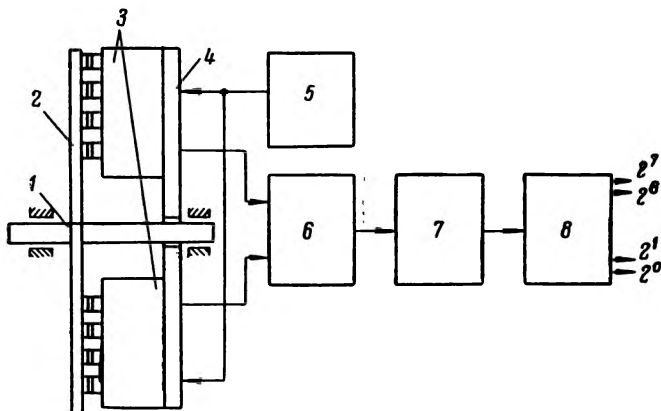


Рис. III-100. Блок-схема преобразователя угла поворота
в код с магнитными модуляционными головками.

выходную нагрузку. В рассматриваемом преобразователе при пита-
нии его напряжением -12 в можно получить амплитуду выходных
импульсов около -6 в, при этом отношение сигнала к помехе может



Рис. III-101. Преобразователь с магнитными модуляционными головками
в разобранном виде.

достигать 10. Частота повторения выходных импульсов около 150 кГц.
С увеличением числа разрядов сильно возрастают размеры таких
преобразователей.

Автором предложен преобразователь угла поворота вала в цифро-
вой код с магнитными модуляционными головками, блок-схема
которого показана на рис. III-100. Преобразователь состоит из кодо-
вого диска 2, установленного на оси 1, считывающих магнитных

направленный навстречу основному потоку. Поэтому во вторичной обмотке импульс имеет значительно меньшую амплитуду, чем при вырезе. Наличие большой амплитуды импульса во вторичной обмотке трансформатора соответствует 1 в данном разряде, а малой — 0. Таким образом, при помощи трансформаторных чувствительных элементов можно считывать код, соответствующий угловому положению вала, с которым связан кодовый диск.

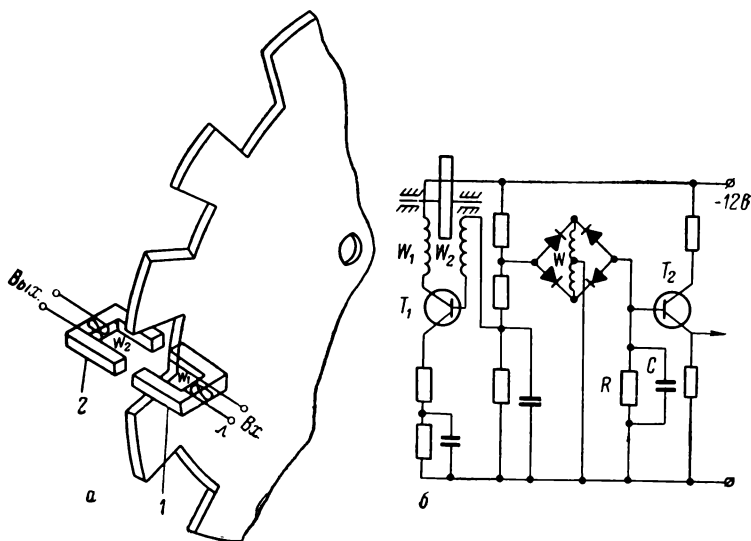


Рис. III-99. Схемы преобразователей считывания угла поворота в код с трансформаторными (а) и генераторными (б) чувствительными элементами.

Кодовый диск выполняется обычно из дюралюминия или меди. Если необходим малый момент инерции диска, он выполняется из фольгированного гетинакса. Код в этом случае наносится методом химического травления.

В трансформаторных преобразователях отсутствуют недостатки, присущие контактным и фотоэлектрическим. Они имеют малый момент трения, простую конструкцию и большой срок службы. Однако в них труднее, чем в оптических, обеспечить большое число разрядов при относительно небольших размерах и получить большие отношения сигнала к помехе. Величина этого отношения может достигать 3—4.

Отношение сигнала к помехе можно повысить, если в качестве чувствительного элемента использовать генератор со срывом колебаний, схема которого на один разряд показана на рис. III-99, б [Филиппов, 1965]. Генератор собран на транзисторе T_1 с индуктивной связью между коллектором и базой через обмотки W_1 и W_2 . С введением между обмотками экранирующего медного или алюми-

Кодовую маску в принципе можно получить путем магнитной записи соответствующего кода на сплошной никель-кобальтовой фольге. Однако при этом отношение сигнала к помехе получается значительно меньше, чем с травленной маской. Сигналы с головок в виде соответствующего рефлексного кода проходят через выпрямитель 6 (рис. III-100), усилитель 7 и преобразователь 8, откуда выдается нормальный двоичный код. Преобразователь с магнитными модуляционными головками имеет небольшие размеры, небольшой момент вращения, достаточно высокий уровень выходного сигнала, что выгодно отличает его от других.

Преобразователи последовательного счета

В преобразователях механических перемещений в код угловое или линейное перемещение представляется числом импульсов, фиксируемых счетчиком. Они могут быть выполнены с фиксированным циклом преобразования (циклические), когда при каждом цикле преобразуется вся аналоговая величина, и накапливающими, в которых каждый раз преобразуется лишь приращение аналоговой величины и результаты преобразования суммируются с предыдущей величиной.

К циклическим относится преобразователь угла поворота в цифровой код с магнитным барабаном, схема которого показана на рис. III-103, а [Бугусов, 1964в; Гитис, 1961]. Магнитный барабан 5, вращающийся с постоянной скоростью ω , снабжен двумя дорожками 2 и 4. Ось вращения 6 барабана совпадает с осью вращения вала 8, угол поворота которого φ преобразуется в код. На дорожке 4 через равные угловые расстояния нанесены метки, воспроизводящие импульсную шкалу. На второй дорожке 2 нанесена лишь одна метка, соответствующая началу шкалы. На первой дорожке расположена одна неподвижно закрепленная магнитная головка 3, с которой на счетчик поступают импульсы, соответствующие единичным приращениям угла. На второй дорожке расположены магнитные головки 7 и 1. Головка 7 скреплена с валом 8 и вращается вместе с ним, а головка 1 неподвижна и расположена в одной плоскости с головкой 3.

В момент прохождения метки 2 над головкой 1 возникает импульс, перебрасывающий триггер T_2 в положение, при котором ключ K открывается и импульсы с головки 3 начинают поступать на счетчик $Сч$. При прохождении метки 2 над головкой 7 возникает импульс, который через триггер замыкает ключ и прекращает передачу импульсов на счетчик. Таким образом, число импульсов, зафиксированное счетчиком за один оборот барабана, будет пропорционально углу поворота подвижной головки 7, т. е. углу поворота оси 8. В конце каждого цикла метка 2 стирается и снимаются показания счетчика. Преобразователь управляется при помощи датчика циклов $ДЦ$.

модуляционных головок 3, выполненных в виде двух блоков и закрепленных на траверсе 4, источника питания 5, выпрямителя 6, усилителя 7 и преобразователя кода 8.

Кодовый диск (рис. III-101) диаметром 70 мм и толщиной 1 мм выполнен из стекла, на одной из поверхностей которого из никель-кобальтового сплава толщиной 20 мкм нанесена кодовая маска в виде десятиразрядного двоично-рефлексного кода. Маска определенным образом намагничивается с помощью специальной намагничивающей головки. Чтобы снизить взаимное влияние каналов, разрядные дорожки кодовой маски сдвинуты относительно друг друга на 180° .

В соответствии с расположением кодовых дорожек блоки считывающих головок расположены на противоположных концах траверсы со смещением один относительно другого на 180° . Таким образом, один блок головок считывает сигналы кодовых дорожек четных, а другой нечетных разрядов.

Магнитная модуляционная головка (рис. III-102) представляет собой магнитопровод, состоящий из двух башмаков 1 и модулятора 2, на котором расположены обмотки возбуждения W_2 и выходная W_1 . Башмаки набираются из пластин пермаллоя марки 80НХС толщиной 0,06 мм. Толщина набора 0,8 мм. Между башмаками для образования рабочей щели, равной 20 мкм, установлена бронзовая прокладка.

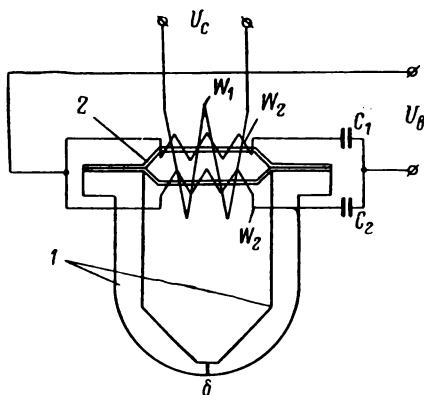


Рис. III-102. Схема магнитной модуляционной головки.

Модулятор набирается из пластин пермаллоя 79МНА толщиной 20 мкм по две пластины в каждом плече. Магнитопровод отжигается в водородной атмосфере при 1200°C с охлаждением по определенной программе. Обмотки возбуждения W_2 намотаны из медного провода ПЭВ-2 диаметром 0,10 мм по 100 витков в каждой катушке. Выходная обмотка W_1 имеет 125 витков из провода ПЭВ-2 диаметром 0,05 мм.

Обмотки возбуждения W_2 , конденсаторы C_1 , C_2 и обмотка W_1 образуют мост переменного тока, который питается от генераторного источника напряжением $U_b = 0,2\text{ в}$ и частотой около 25 кГц. Величина выходного сигнала U_c при нагрузке 1 ком составляет около 2 в, отношение сигнала к помехе при этом не менее 7. Отдельные головки собраны в блоки по 5 штук в каждом. Корпус блока выполнен из бронзы. Головки друг от друга отделены магнитными экранами и залиты эпоксидной смолой. Величина зазора между кодовой маской и рабочей щелью головки составляет около 15 мкм.

Время одного цикла преобразования определяется скоростью вращения барабана.

Однако разрешающая способность таких преобразователей ограничена. Для повышения ее при сохранении небольших габаритов применяются преобразователи с промежуточным преобразованием аналоговой величины во временной интервал, фазу или частоту.

Схема циклического преобразователя угла поворота в цифровой код с промежуточным преобразованием угла во временной интервал показана на рис. III-103, б. Здесь в качестве генератора линейной развертки используется вращающийся с постоянной угловой скоростью флажок 3, который приводится во вращение синхронным

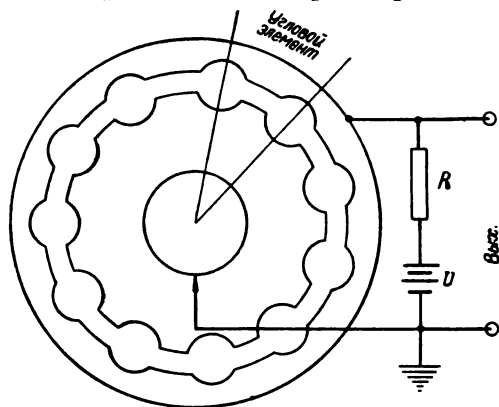


Рис. III-104. Схема электростатического циклического преобразователя угла поворота в код последовательного счета.

двигателем 1, питающимся от генератора стабильной частоты ГСЧ через делитель частоты ДЧ. Постоянное угловой скорости вращения флажка определяет линейность шкалы преобразователя.

В момент прохождения флажка 3 мимо неподвижной головки 2, расположенной в плоскости, от которой отсчитывается преобразуемый угол, подаются импульсы на открытие ключа К и импульсы от генератора стабильной частоты на счетчик Сч. При прохождении флажка мимо подвижной головки 4 подается импульс на закрытие ключа. Головка 4 жестко связана с валом 5, угловое положение которого преобразуется в код. Таким образом, число импульсов счетчика будет пропорционально величине преобразуемого угла ψ .

За последнее время среди циклических нашли применение преобразователи угла поворота в цифровой код с электростатическими генераторами. Точность преобразования их достигает $0^{\circ},001$. Принцип их действия поясняется рис. III-104. Преобразователь состоит из двух концентрических расположенных дисков с зубцами и вырезами. Число зубцов определяется разрешающей способностью преобразователя. Внешний диск скреплен с осью вала, угол которого преобразуется, а внутренний вращается. К внешнему диску подводится напряжение от источника постоянного тока U , а внутренний через щетку заземляется.

Если внутренний диск привести во вращение с постоянной скоростью, то величина емкости между отдельными угловыми элементами дисков будет меняться по синусоидальному закону, следовательно, и ток через сопротивление R будет меняться также по синусо-

Погрешность преобразования зависит от плотности нанесения меток и диаметра барабана D . Разрешающую способность такого преобразователя можно определить по формуле

$$\Delta\varphi = \frac{360}{m\pi D}, \quad (\text{III-184})$$

где m — количество меток на 1 мм длины барабана.

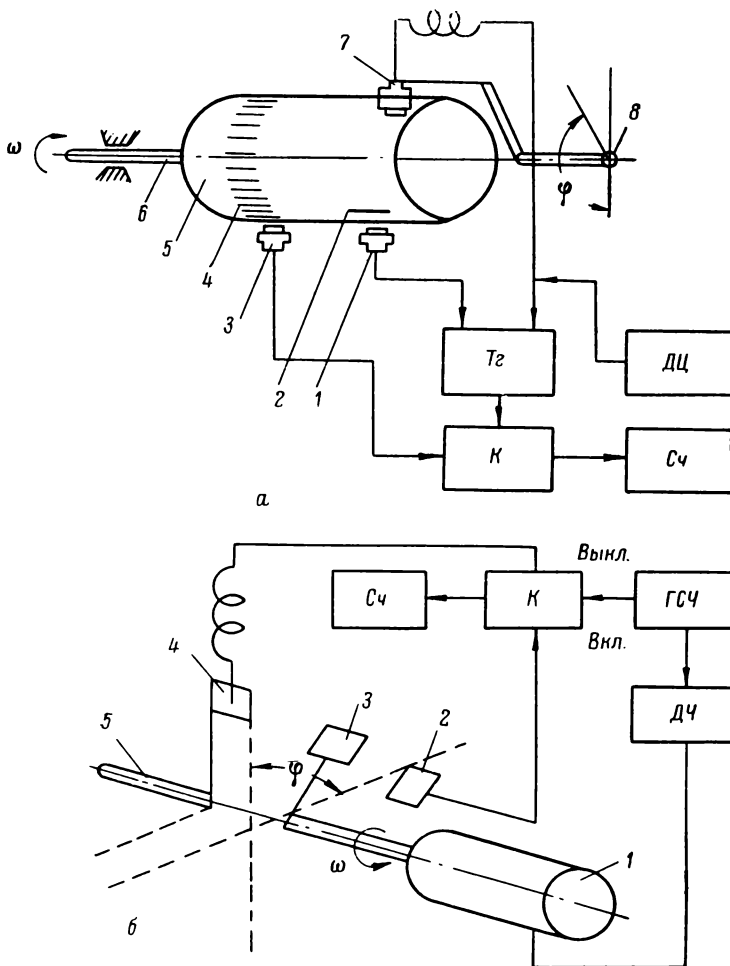


Рис. III-103. Блок-схема циклического преобразователя угла поворота в код последовательного счета:
 а — с магнитным барабаном без промежуточного преобразования;
 б — с промежуточным преобразованием угла во временной интервал.

решетки, имеющие более 8000 линий на 1 мм. Оптические преобразователи позволяют выполнять преобразование с точностью до 10—15".

Иногда для повышения точности применяют преобразователи с двухотсчетной («грубой» и «точной») системой. Однако в них возможны дополнительные ошибки за счет люфта в передаче.

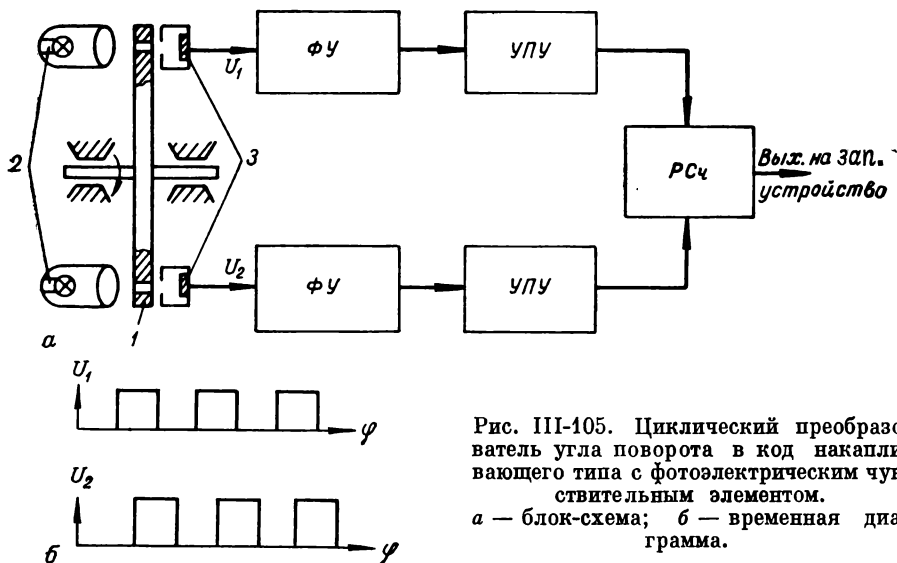


Рис. III-105. Циклический преобразователь угла поворота в код накапливающего типа с фотоэлектрическим чувствительным элементом.
а — блок-схема; б — временная диаграмма.

К достоинствам преобразователей накапливающего типа следует отнести простоту конструкции, возможность получения большой точности и большего быстродействия. В настоящее время выпускаются преобразователи накапливающего типа с погрешностью 0,001% и меньше. Основным недостатком накапливающих преобразователей последовательного счета является возможность появления систематической ошибки вследствие пропажи импульсов.

§ III-14. Преобразователи цифровых кодов в аналоговые величины

Преобразователи цифровых кодов в аналоговые величины применяются для сопряжения цифровых устройств с аналоговыми в комбинированных системах автоматического контроля, измерения и управления, а также в аналого-цифровых преобразователях с обратной связью для выработки компенсирующего сигнала. Они используются для преобразования цифровых кодов как в механические перемещения, так и в электрические аналоговые величины. По принципу построения аналогично аналого-цифровым преобразователям они могут выполняться разомкнутыми (без обратной связи) и замкну-

идальному закону. Если одновременно с внутренним диском начать поворачивать внешний относительно некоторого положения, принимаемого за нулевое, то фаза синусоидального напряжения будет функцией величины поворота внешнего диска.

Для выявления величины и знака изменения фазы используются два электростатических генератора, у которых внутренние диски закреплены на одном валу, а наружный у одного связан с выходом вала, угловое положение которого необходимо преобразовать, а у второго неподвижен. Первый генератор создает напряжение, фаза которого меняется, а второй — опорное напряжение с постоянной фазой. Измеряя разность фаз этих двух синусоидальных напряжений, можно определить угловое перемещение внешнего диска первого генератора. Эта разность фаз может быть преобразована в цифровой код с помощью подсчета числа импульсов генератора, укладываемых на временном интервале между началами двух синусоид.

Если диски будут иметь по 360 зубцов и если внутренний диск вращать со скоростью 1000 об/мин, то частота переменного тока, вырабатываемого генератором, будет равна 6 кГц. Рассматриваемый преобразователь может иметь весьма небольшие размеры.

Накапливающие преобразователи последовательного счета применяются в менее ответственных устройствах, когда требуется большее быстродействие. Этот преобразователь должен содержать в себе кроме задающего, чувствительного и счетного устройств еще и устройство, определяющее знак приращения.

На рис. III-105, а показана блок-схема преобразователя угла в цифровой код с фотоэлектрическим датчиком импульсов [Бутусов, 1964в]. На валу, угловое положение которого преобразуется, укреплен диск 1 с отверстиями. С одной стороны диска расположены два источника света 2, а с другой, на одной оси с источником, — два фотоэлемента 3. При этом источники с фотоэлементами расположены по отношению друг к другу так, что импульсы с фотоэлементов U_1 и U_2 сдвинуты между собой по фазе на 90° (рис. III-105, б). По фазовому сдвигу этих импульсов определяется направление вращения вала. Импульсы с фотоэлементов поступают на фазочувствительные устройства ФУ и усилительно-преобразующие устройства УПУ, выявляющие направление вращения задающего вала. Если вал вращается по часовой стрелке, то реверсивный счетчик РСч суммирует их с ранее накопленным числом; при обратном вращении счетчик работает на вычитание.

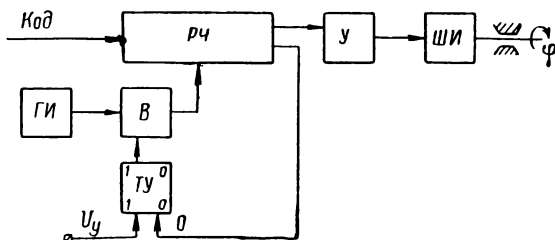
Накапливающий преобразователь бесконтактного типа может быть выполнен также с датчиком в виде магнитного барабана с магнитными головками, принцип действия которого был уже ранее описан.

Вместо диска с отверстиями часто используются диски из стекла с расположенными на них штрихами. Штрихи (решетка) обычно наносятся фотохимическим способом, который позволяет нанести 20—1000 линий на 1 мм. В некоторых случаях, когда требуется иметь большую точность преобразования, используются дифракционные

тыми (с обратной связью). Принцип действия преобразователей без обратной связи основан на суммировании аналоговых величин. В зависимости от метода суммирования они подразделяются на работающие по методу суммирования единичных приращений аналоговых величин и на работающие по методу суммирования с учетом веса разрядов исходного кода. В первом случае преобразуемый код должен быть представлен в виде число-импульсного кода, а во втором — обычно в виде двоичного кода.

Схема разомкнутого преобразователя кода в механическое перемещение, работающего на принципе суммирования единичных приращений аналоговых величин, показана на рис. III-106. Цифровой код в виде дополнительного кода записывается в регистр числа PC , затем с поступлением импульса управления U_y триггер управления TU устанавливается в положение I и открывает вентиль совпадения

Рис. III-106. Схема разомкнутого преобразователя кода в угол поворота с суммированием единичных приращений аналоговых величин.



B . В результате этого с генератора $ГИ$ импульсы через вентиль начнут поступать на счетный вход регистра и выдавать из него импульсы записанного кода. Эти импульсы через усилитель $У$ поступают на шаговый искатель $ШИ$, ось которого при каждом поступлении импульса поворачивается на один шаг.

Поворот оси шагового двигателя $\varphi = \Delta\varphi n$, где φ — угол поворота оси; $\Delta\varphi$ — угловая величина, соответствующая одному шагу; n — количество счетных импульсов.

Последним импульсом с выхода регистра все его триггеры и триггер TU устанавливаются в нулевое положение. Вентиль B закрывается, и поступление импульсов на регистр прекращается. Вал шагового искателя повернется на угол, пропорциональный преобразуемому коду числа.

Вместо шагового искателя, который имеет ограниченную скорость вращения, может быть использован электрический шаговый двигатель.

Преобразователи кода в напряжение с суммированием единичных приращений аналоговых величин часто выполняются с промежуточным преобразованием кода во временной интервал. Схема такого преобразователя показана на рис. III-107, a [Гитис, 1961]. Преобразуемое число в виде параллельного обратного кода записывается в счетчик. С подачей на единичные входы триггеров Tg_1 и Tg_2 импульса управления U_y , определяющего начало временного интер-

вала, триггеры переходят в единичные состояния и открывают соответственно вентиль B и клапан K . Через вентиль B начинают поступать импульсы на счетчик $Cч$ от генератора стабильной частоты $ГИ$, а через клапан на вход сглаживающего устройства $СУ$ — постоянное напряжение U_0 . В момент полного заполнения счетчика на его выходе вырабатывается импульс, определяющий конец временного интервала.

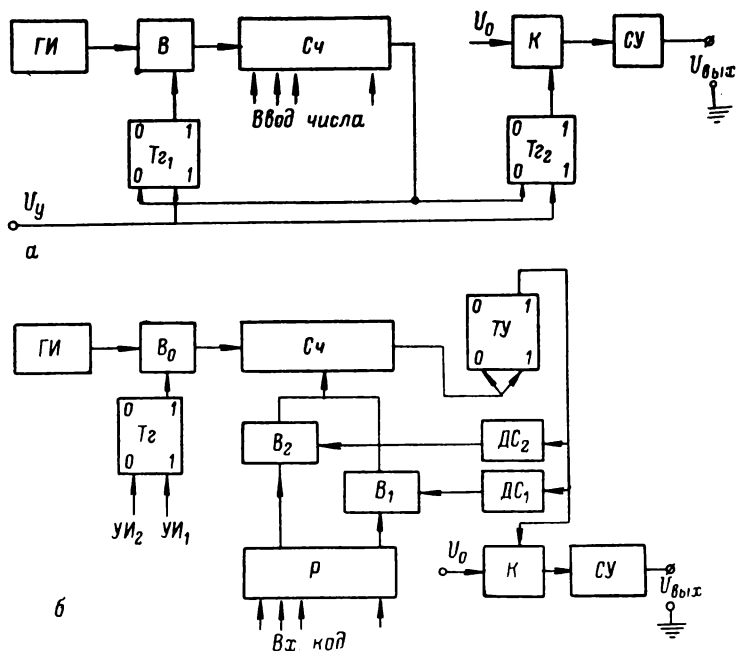


Рис. III-107. Принципиальные схемы преобразователей кода в напряжение с промежуточным преобразованием во временной интервал с неравномерным (а) и равномерным (б) распределением выходного сигнала в пределах цикла преобразования.

Этот импульс устанавливает триггеры в нулевое состояние, и на вход счетчика прекращается подача импульсов с генератора, а на вход $СУ$ — постоянное напряжение.

Временной интервал, ограниченный импульсом управления U_y и входным импульсом счетчика, пропорционален преобразуемому коду:

$$\tau = \frac{1}{f_{ГИ}} (n - 1) = TX, \quad (\text{III-185})$$

где $f_{ГИ}$ — частота поступления импульсов с $ГИ$; n — количество импульсов, поступивших на вход счетчика; T — период импульсов, вырабатываемых генератором $ГИ$; X — преобразуемый код.

В этом преобразователе время цикла, т. е. время усреднения U_0 , практически не зависит от изменения частоты $f_{ГИ}$ и выработки импульсов генератором $ГИ$.

Выходное напряжение сглаживающего устройства

$$U_{\text{вых}} = U_0 \frac{1}{2n+1} (X+1). \quad (\text{III-187})$$

Преобразователям без обратной связи, работающим на принципе суммирования единичных приращений аналоговых величин, присущи следующие недостатки: возможность возникновения систематических ошибок из-за пропажи отдельных приращений; малое быстродействие; невозможность выполнения их многоканальными, так как в преобразователе должна храниться сумма приращений, воспринимаемых по каналам.

Преобразователи, работающие на принципе суммирования с учетом веса разрядов кода (со взвешиванием кодов), чаще всего применяются для преобразования цифровых кодов в напряжения, токи и реже в перемещения. Они могут быть выполнены как с последовательным вводом кода, так и с параллельным.

В преобразователях с последовательным вводом преобразуемого кода все разряды его подаются одновременно на вход регистра, причем входной сигнал каждого разряда пропорционален весу, т. е. пропорционален 2^i , где i — порядковый номер двоичного разряда. Преобразователи со взвешиванием кодов обеспечивают большое быстродействие и высокую точность преобразования, поэтому они получили широкое практическое применение.

Исходными аналоговыми величинами при преобразовании кода в электрические величины обычно служат токи и напряжения, распределение значений которых по степеням числа 2 (в случае преобразования двоичного кода) обеспечивается соответствующим набором источников тока или напряжения либо с помощью специальных сеток из сопротивлений одинаковых или различных номиналов. Чаще всего сетки выполняются из сопротивлений двух-трех номиналов.

В качестве источников электрических сигналов в преобразователях используются источники напряжения и тока. В зависимости от вида источника электрического сигнала преобразователи могут работать на принципе суммирования токов и суммирования напряжений.

При суммировании напряжений режим работы преобразователя близок к режиму холостого хода, а при суммировании токов близок к режиму короткого замыкания.

На рис. III-108 показана функциональная схема преобразователя кода в напряжение с общим источником напряжения U_n и делителем напряжения из двух одинаковых наборов сопротивлений, величины которых пропорциональны весам двоичных разрядов. Сопротивления одного набора шунтируются ключевыми элементами K_0 , а другого — K_1 . Ключевые элементы управляются соответственно от единичных и нулевых выходов разрядных триггеров $Tg_1—Tg_n$ регистра числа.

Для обеспечения правомерности выражения (III-185) необходима строгая синхронизация импульсов генератора $ГИ$ и импульсов управления. В случае отсутствия синхронизации импульсов имеем

$$(X + 1) T \geq \tau \geq XT. \quad (\text{III-186})$$

На выходе сглаживающего устройства $СУ$ выдается напряжение постоянного тока $U_{\text{вых}}$, пропорциональное временному интервалу. Недостатком рассматриваемого преобразователя является неравномерность выдачи выходного сигнала в пределах цикла преобразования.

Введением в преобразователь дополнительного регистра и двух групп вентилях B_1, B_2 (рис. III-107, б), обеспечивающих передачу числа из регистра P на счетчик $Сч$ соответственно в прямом и обратном кодах, можно сделать работу преобразователя равномерной.

Дифференцирующая схема $ДС_1$ вырабатывает отпирающий импульс вентиля B_1 при переходе триггера управления $TУ$ из состояния 1 в состояние 0, а схема $ДС_2$ вырабатывает отпирающий импульс вентиля B_2 при переходе $TУ$ из состояния 0 в состояние 1. Импульсы $УИ_1$ и $УИ_2$, определяющие начало и конец работы преобразователя, устанавливают триггер $Tг$ в состояние соответственно 1 и 0.

Перед началом преобразования в счетчик записывается прямой код преобразуемого числа. После этого подается импульс управления $У_y$, и в дальнейшем преобразователь работает автоматически. При этом каждый цикл преобразования состоит из двух этапов: преобразования обратного кода во временной интервал и преобразования прямого кода во временной интервал. На первом этапе преобразуемое число переписывается из регистра в счетчик прямым кодом. Импульсы, поступающие на счетчик через вентиль B_0 от генератора $ГИ$, заполняют его до полной емкости. После установки триггера счетчика в состояние 0 с помощью очередного импульса $ГИ$ на выходе счетчика вырабатывается импульс, устанавливающий $TУ$ в состояние 1. Затем начинается второй этап. С переходом $TУ$ в состояние 1 открывается ключ K и через него на сглаживающее устройство $СУ$ начинает поступать постоянное напряжение U_0 . Одновременно с этим схемой $ДС_2$ вырабатывается импульс, который открывает вентили B_2 , и число из регистра переписывается в счетчик обратным кодом.

Так как при этом вентиль B_0 открыт, то с началом второго этапа импульсы от генератора начинают вновь заполнять счетчик. Как только счетчик будет заполнен, очередной импульс генератора $ГИ$ установит триггеры в состояние 0 и на выходе счетчика будет выдан импульс, устанавливающий $TУ$ в состояние 0. Ключ K закрывается, и подача напряжения на $СУ$ прекращается. Вместе с этим схема $ДС_1$ выдает импульс, который открывает по вторым входам вентили B_1 , и число из регистра переписывается в счетчик прямым кодом. На этом заканчивается текущий цикл преобразования и начинается следующий.

1968]. В нем сетка набирается из двух номиналов сопротивлений R и $2R$ по параллельно-последовательной схеме, обеспечивающей одинаковую нагрузку на все источники тока независимо от номера

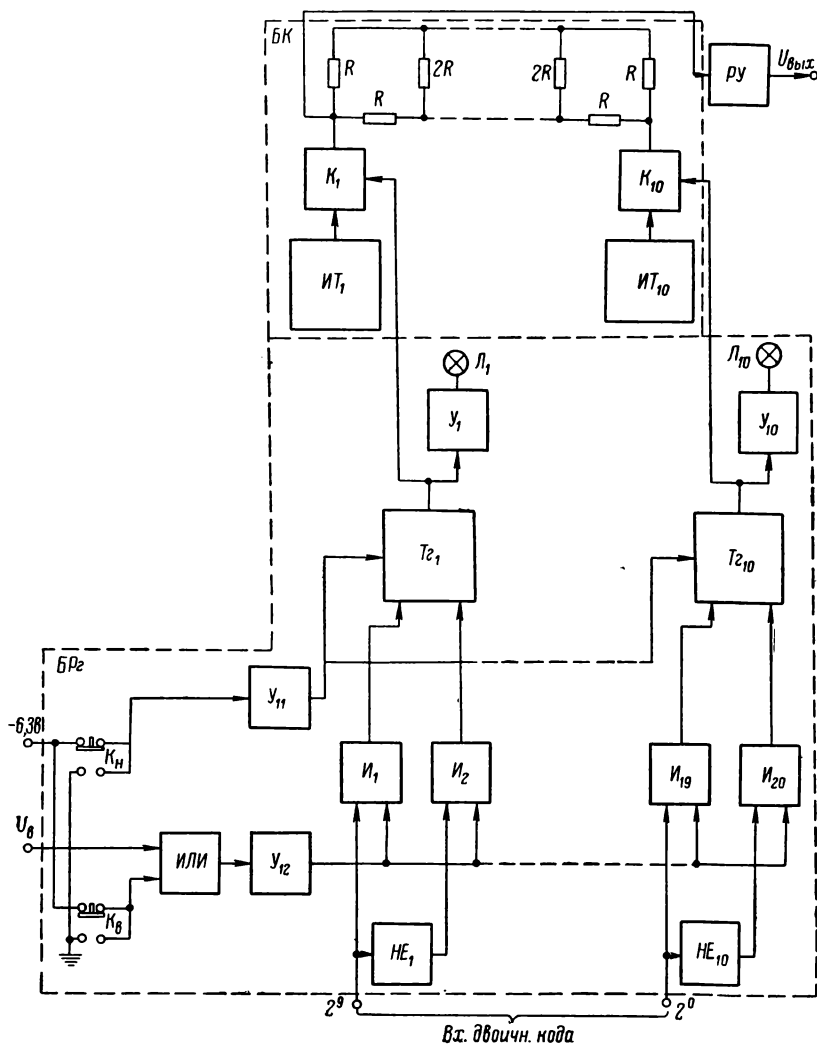


Рис. III-109. Функциональная схема преобразователя кода в напряжение с индивидуальными источниками тока.

разряда, к которому относится тот или иной источник. В качестве сопротивлений сетки использованы делители сопротивлений типа СЭС-10, выполненные из манганинового микропровода.

Каждый триггер, находясь в одном из своих состояний, расшунтирует соответствующее ему сопротивление в цепи одного набора и шунтирует такое же сопротивление в цепи второго набора. Следовательно, суммарное сопротивление включенных и зашунтированных сопротивлений всегда одинаково и равно общему сопротивлению всей цепи:

$$R_{\text{общ}} = (2^n - 1) R, \quad (\text{III-188})$$

где R — сопротивление первого разряда делителя.

Таким образом, сопротивление нагрузки стабилизированного источника напряжения остается постоянным. С помощью такого делителя напряжения с ключевыми элементами могут быть получены все 2^n значений непрерывного напряжения.

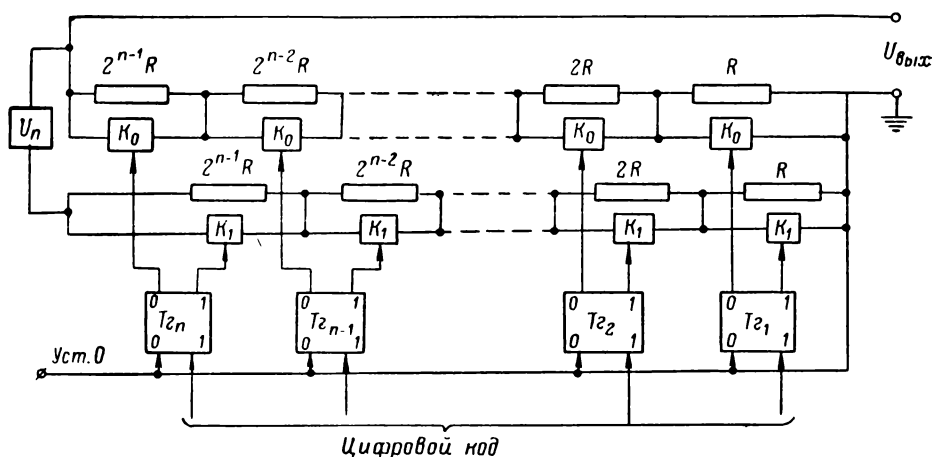


Рис. III-108. Функциональная схема преобразователя кода в напряжение с общим источником напряжения и делителем напряжения из двух одинаковых наборов сопротивлений.

К недостаткам рассмотренного делителя напряжения следует отнести повышенные требования к стабильности характеристик ключевых элементов. Для снижения их влияния на работу преобразователя необходимо иметь малое прямое (доли ома) и высокое обратное сопротивление (сотни мегаом). Этим требованиям лучше всего удовлетворяют пока лишь контактные переключатели. Однако они имеют малое быстродействие.

Требования к стабильности характеристик ключевых элементов можно значительно снизить, если переменить в декодирующей матрице индивидуальные стабилизированные источники тока ИТ, подключаемые к сетке сопротивлений через ключевые элементы.

Один из таких преобразователей, разработанный под руководством автора, показан на рис. III-109 [Бутусов, Кустов, Ромашкан,

вая форма задания программы позволяет повысить точность работы агрегата и упростить переход от одной сложной программы к другой.

В цифровых следящих системах могут быть использованы как шаговые двигатели, так и обычные.

На рис. III-110 показана блок-схема цифровой следящей системы с двигателем обычного типа. Входной код в сравнивающем устройстве *СУ* сравнивается с кодом цепи обратной связи, соответствующим

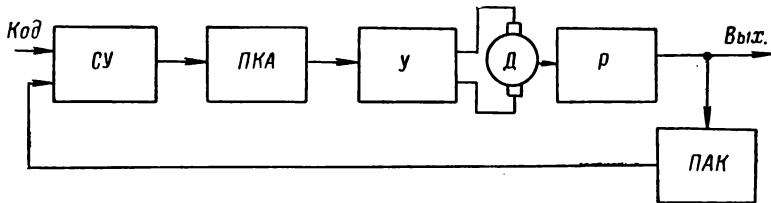


Рис. III-110. Блок-схема цифровой следящей системы с двигателем обычного типа.

угловому положению выходной оси. С выхода сравнивающего устройства разностный сигнал в виде цифрового кода поступает на преобразователь код — аналог *ПКА*, в котором кодовый сигнал преобразуется в аналоговый. Этот сигнал проходит через усилитель *У* и поступает на обмотку двигателя *Д*, вызывая вращение его ротора. Угол поворота выходной оси редуктора *Р* при помощи преобразователя аналог — код *ПАК* преобразуется в цифровой код, который в виде сигнала обратной связи поступает на вход *СУ*. В момент равенства кодов на входе *СУ* двигатель останавливается. Точность такой следящей системы определяется в основном погрешностью преобразователя *ПКА*.

Весовая доля непрерывного напряжения, создаваемого каждым источником на выходе матрицы, соответствует его разрядному весу.

Величина выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ эквивалентна преобразуемому двоичному коду и определяется из выражения

$$U_{\text{вых}} = \frac{2}{3} I_{\text{ст}} R \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{2^{n-i}}, \quad (\text{III-189})$$

где $I_{\text{ст}}$ — величина тока ИТ; n — число двоичных разрядов; a — разрядный коэффициент.

Ключевые элементы $K_1—K_{10}$ управляются сигналами триггеров $T_{2_1}—T_{2_{10}}$ регистра числа РЧ со схемами совпадения $I_1—I_{20}$ и инвертирования $HE_1—HE_{10}$ на входе. Положения триггеров индицируются лампами накаливания $L_1—L_{10}$, подключенными к выходам триггеров через усилители $Y_1—Y_{10}$. Чтобы исключить влияние нагрузки на работу преобразователя, выходное напряжение снимается через развязывающий усилитель РУ.

Преобразователь кода может работать в режиме разового преобразования и непрерывного. В режиме разового преобразования необходимо подать нулевой потенциал на схемы совпадения $I_1—I_2$ через элемент ИЛИ, усилитель Y_{12} и ключ K_B . В режиме автоматического преобразования каждый цикл начинается с подачи на вход управляющего сигнала U_B . Для установки триггеров регистра в нулевое состояние предусмотрен ключ K_B . Логическая часть преобразователя выполнена на потенциальных логических элементах комплекса «Мир-1». Ключевые элементы собраны на кремниевых диодах Д220. В зависимости от разрядности преобразуемого кода выходное напряжение преобразователя может изменяться от 0 до 10 в. Верхний предел соответствует десятиразрядному двоичному коду.

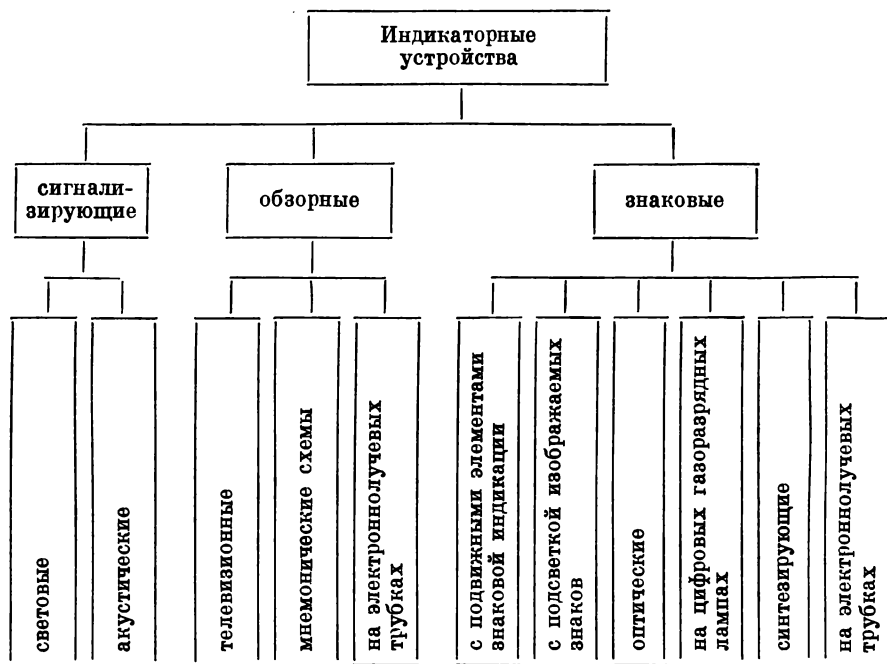
Погрешность преобразователя не превышает $\pm 0,2\%$. Скорость преобразования составляет около 10 000 преобразований в секунду и ограничивается индуктивностью сопротивлений матрицы и их паразитной емкостью, которые с увеличением скорости начинают сказываться на величине выходного напряжения.

Кодо-аналоговые преобразователи с обратной связью применяются главным образом для преобразования кода в перемещение. Преобразование кода в напряжение обычно выполняется через угол поворота вала, на котором устанавливается реостатный преобразователь. С последнего можно снимать напряжение, пропорциональное входному коду.

Кодо-аналоговые преобразователи с обратной связью, иногда называемые цифровыми следящими системами, являются частным случаем импульсной системы автоматического регулирования, теория которых изложена в работе Я. З. Цыпкина [1958].

Преобразователи с обратной связью получили широкое применение в металлорежущих станках с программным управлением. Цифро-

Схема классификации индикаторных устройств



ний или чисел. Знаковые индикаторные устройства, предназначенные для визуального представления информации в цифровом виде, обычно называют цифровыми указателями.

В знаковых индикаторах с подвижными элементами индикация осуществляется изменением положения механических элементов (колес, дисков, непрерывных лент, шторок, пластин и т. п.) с нанесенными знаками, а привод подвижных частей индикаторного устройства — электрическими, пневматическими, электромагнитными или другими механизмами. После снятия сигнала подвижные элементы возвращаются в исходное состояние самостоятельно или же по специальному сигналу. Индикаторы с подвижными элементами используются часто в сочетании с оптическими устройствами.

Оптические индикаторные устройства могут быть проекционного типа, т. е. проецирующие освещаемый знак через оптическую систему на матовый экран; на светопроводах с выгравированными на них знаками и подсветкой светопроводов в торец; на элементах волоконной оптики, основанных на явлении полного внутреннего отражения в стеклянных нитях диаметром 5—50 мкм.

В знаковых индикаторных устройствах в качестве индикаторов используются цифровые газоразрядные лампы. В индикаторных устройствах с подсветкой знаки изображаются путем подсветки заранее нанесенного на полупрозрачный экран знака. В качестве

ГЛАВА IV ИНДИКАТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

§ IV-1. Назначение и классификация индикаторных устройств

Индикаторные устройства применяются при автоматизации производственных процессов для сигнализации о выходе контролируемых параметров за установленные пределы или о наличии аварийной ситуации, для наблюдения за состоянием контролируемого объекта или для визуального количественного представления информации, характеризующей ход технологического процесса.

Индикаторные устройства, используемые в САК и САУ, по виду представления информации могут быть разделены на три основные группы (см. схему). В свою очередь каждая группа индикаторных устройств по виду сигналов, несущих информацию, и способу их изображения может быть разбита на подгруппы.

Сигнализирующие устройства применяются для сигнализации о выходе контролируемого параметра за установленные пределы или о наличии аварийной ситуации. В световых индикаторных устройствах сигнализация осуществляется путем возбуждения светового сигнала, а в акустических — звукового.

Обзорные индикаторные устройства позволяют выдавать одновременно большое количество информации, характеризующей состояние контролируемого объекта. В телевизионных индикаторных устройствах состояние контролируемого объекта просматривается с помощью телевизионного экрана. В мнемонических схемах, которые широко применяются в практике диспетчерского управления электростанциями и энергосистемами, газо- и нефтепроводами, в промышленных системах централизованного контроля и на железнодорожном транспорте, схематически изображается карта технологического процесса с индикацией отклонений контролируемых параметров от нормы, расположение и состояние отдельных установок контролируемого объекта. В обзорных индикаторных устройствах на электроннолучевых трубах (ЭЛТ), обычно используемых для указания отклонений от нормы большого количества контролируемых параметров, информация представляется с помощью светящихся точек или отрезков линий на экране трубки.

Знаковые индикаторные устройства, используемые для представления информации, характеризующей состояние контролируемого объекта, изображают информацию обычно в виде буквенных сочета-

исправными, а также модернизировать отдельные элементы и модули без замены индикатора.

Для повышения надежности и долговечности индикаторные устройства необходимо выполнять на качественных бесконтактных элементах и использовать их в облегченных режимах работ. Быстродействие индикаторного устройства должно быть не менее скорости изменения контролируемого параметра. Для исключения мигания цифр при изменении входной информации в цифровом указателе должно быть предусмотрено запоминающее устройство, которое хранит записанную информацию до тех пор, пока в него не будет записана новая. При этом сброс старой и запись новой информации должны длиться не более $1/15 - 1/25$ сек.

Величина потребляемой мощности должна быть по возможности минимальной, так как при большом потреблении ее требуются мощные источники выпрямленного тока, а также увеличенные размеры индикаторов для поддержания нормальной температуры при естественном теплоотводе.

§ IV-3. Сигнализирующие индикаторные устройства

Сигнализирующие индикаторные устройства, позволяющие представлять информацию в наиболее наглядной и доступной форме, получили широкое применение в САК и САУ для оповещения о нарушении нормального режима

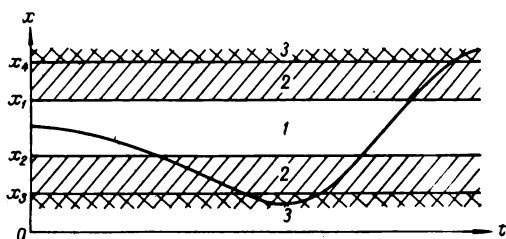


Рис. IV-1. Зоны значений контролируемого параметра:

1 — нормальных (норма); 2 — нежелательных; 3 — недопустимых (аварийных).

Границы срабатывания сигнализации: x_1, x_2 — предупредительной; x_3, x_4 — аварийной.

работы контролируемого объекта. Как уже отмечалось, свойства или поведение контролируемого объекта определяются одним или несколькими параметрами. Весь диапазон изменений каждого из контролируемых параметров в общем случае можно разбить на три зоны (рис. IV-1). Во многих случаях изменение параметров ограничивается лишь

с одной стороны, при этом бывает достаточно лишь одной ступени сигнализации. В САК предусматривается возможность перемещения границ зон путем изменения уставок. Существуют сигнальные устройства с независимым заданием уставок для каждого параметра и групповым заданием для всех или части контролируемых параметров.

Если параметр находится в пределах зоны 1, то его значения, как правило, не сигнализируются. Выход параметра в зону 2 сопровождается включением предупредительной сигнализации, оповещающей о нарушении нормального режима и о возможности перехода в аварийный режим. В случае перехода параметра в зону 3 включается

осветителей используются лампы накаливания или газоразрядные лампы. В знаковосинтезирующих устройствах знаки образуются путем высвечивания соответствующих отрезков или точечных элементов матрицы. В индикаторных устройствах на ЭЛТ знаки изображаются на экране трубки с помощью электронного луча.

§ IV-2. Основные характеристики индикаторных устройств

Индикаторные устройства характеризуются следующими техническими показателями: удобством наблюдения, определяемым формой, размерами и расположением светящихся элементов, их контрастностью и цветом; нормальной работоспособностью в заданных условиях; простотой, универсальностью и технологичностью конструкции; надежностью, долговечностью и быстродействием; потребляемой мощностью.

Учитывая физиологические особенности человеческого глаза, светящиеся элементы индикатора следует располагать на одном уровне и в одной плоскости с панелью щита. В цифровых указателях расстояние между цифрами соседних разрядов изображаемого числа не должно превышать половины высоты знака. Контур изображаемых цифр не должен иметь резких изломов. Отношение высоты цифры к ширине должно быть 3 : 2, а толщина контурных линий равна $\frac{1}{8}$ ее ширины. Размер изображаемых знаков определяется удалением их от оператора и может быть определен по формуле

$$S = 2l \operatorname{tg} \alpha/2,$$

где α — угловой размер знака, который не должен превышать $40'$; l — расстояние от наблюдателя до знака.

При визуальном отсчете скорость изменения показаний должна быть не более трех за 1 сек. В светлом помещении желательно применять черные знаки на светлом фоне, а в темном — светлые знаки на темном фоне. Стекла индикаторных устройств должны быть матовыми, т. е. не должны отражать лучей посторонних источников и создавать бликов. Для облегчения зрительной нагрузки при смене показаний целесообразно включать только те цифры изображаемого числа, которые в процессе измерения изменяются. Индикаторное устройство должно нормально работать в заданных условиях эксплуатации, т. е. при заданных колебаниях температуры и влажности, промышленных вибрациях, тряске, ударах, колебаниях питающего напряжения, изменении магнитных полей и т. п.

Конструкция индикаторного устройства должна быть несложной, давать возможность организации экономически выгодного массового производства с применением прогрессивной технологии, обладать хорошей ремонтоспособностью. Этим требованиям отвечает блочно-модульный принцип построения индикаторных устройств. Такая конструкция позволяет легко заменять вышедшие из строя блоки

за установленные пределы выдаются отдельные сигналы, присвоенные данным параметрам.

На рис. IV-2, а показано сигнализирующее устройство с общей задачей и общей сигнализацией. Сигналы контролируемых параметров через коммутатор K поступают к устройству обработки информации УОИ и к нулевому органу НО устройства сигнализации, в котором текущее значение контролируемого параметра сравнивается с заданным значением, вырабатываемым задающим устройством ЗУ. Если текущее значение контролируемого параметра выше вырабатываемого ЗУ, на выходе НО выдается импульс, вызывающий срабатывание сигнализирующего индикатора СИ.

Сигнализирующее устройство с отдельной установкой уровней сигнализации для каждого параметра и общим сигнальным индикатором показано на рис. IV-2, б. Уровни сигнализации для каждого параметра устанавливаются с помощью задающих устройств ЗУ, подключаемых к НО через коммутатор заданных значений $K_{з.у}$. Коммутаторы K и $K_{з.у}$ управляются импульсами от блока управления БУ и работают синхронно и синфазно.

Сигнализирующее устройство с общим заданием уровней сигнализации для всех параметров и отдельными сигнализирующими индикаторами СИ показано на рис. IV-2, в. Сигнализирующие индикаторы СИ подключаются к НО через коммутатор $K_{с.и}$, работающий синхронно и синфазно с коммутатором K . В устройстве предусмотрено также общее сигнализирующее устройство СИ₀.

Сигнализирующее устройство с отдельной установкой уровней сигнализации ЗУ для каждого параметра и отдельными сигнализирующими индикаторами СИ показано на рис. IV-2, г.

§ IV-4. Телевизионные индикаторные устройства

В последнее время телевидение находит широкое применение в промышленности, и в частности для визуального контроля производственных процессов. Телевизионные индикаторные устройства позволяют с рабочего места диспетчера последовательно обзирать ситуацию на различных участках крупного предприятия и принимать соответствующие решения на основе наблюдений. Телевизионные индикаторные устройства применяются в нефтедобывающей промышленности для проверки состояния обсадных труб, осмотра сухих или заполненных чистой водой скважин; в горнодобывающей промышленности для управления работой вскрышных экскаваторов и контроля загрузки думпкаров; в энергетике для контроля показаний водомерных трубок паровых котлов, наблюдения за процессом горения в топке котла и т. д.

Одно из простейших телевизионных диспетчерских устройств показано на рис. IV-3 [Полоник, 1962]. Работает оно следующим образом. Нажатием кнопки клавишного устройства 1 переключаются в блоке коммутации 2 все цепи питания и управления, связанные с блоком канала 3 и видеоприемным устройством 4, на выбранную

аварийная сигнализация, требующая немедленного вмешательства оператора. Обычно аварийная сигнализация сопровождается включением аварийной защиты.

Выход параметра за установленные пределы сигнализируется одновременным включением светового и звукового сигналов. Последний служит лишь для привлечения внимания оператора и может быть сразу же отключен вручную. Зона отклонения указывается

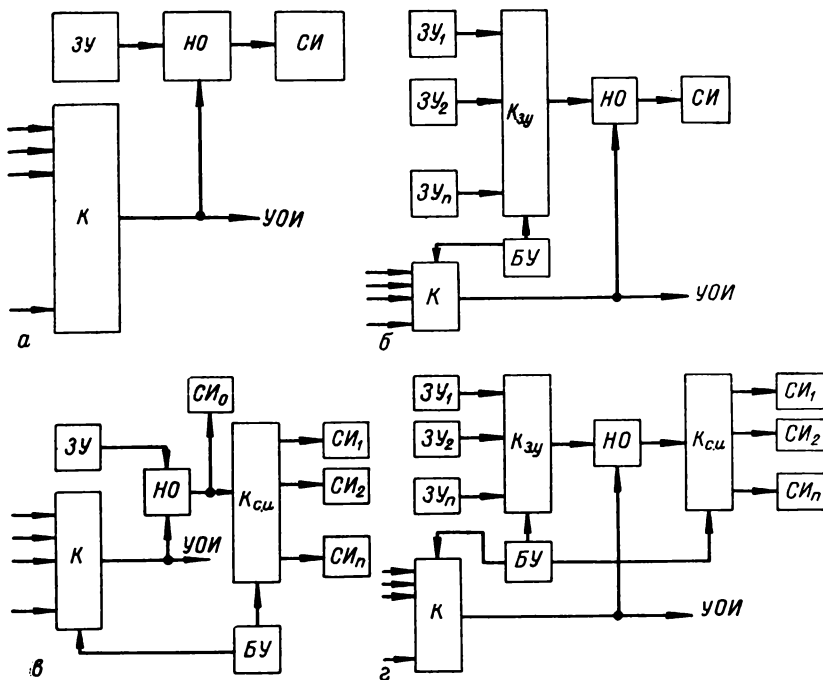


Рис. IV-2. Блок-схемы сигнализирующих устройств.

характером свечения индикатора и характером звука. Например, предупредительный сигнал подается зажиганием ровного света и включением звонка или гонга, а аварийный — мигающим светом и включением sireны.

В качестве световых индикаторов используются газоразрядные лампы, лампы накаливания или электролюминесцентные индикаторы. К визуальным индикаторам можно отнести также блинкеры и стрелочные указатели, которые обычно применяются как составные элементы мнемонических схем.

Сигнализирующие устройства могут выполняться с общим выходным сигналом, в которых при выходе любого из контролируемых параметров за установленные пределы выдается общий сигнал, привлекающий внимание оператора, и с отдельными сигналами, в которых при выходе каждого контролируемого параметра

камеру 5, работающую в дежурном режиме. При нажатии другой кнопки все цепи переключаются на камеру, соответствующую этой кнопке. Таким образом, диспетчер может поочередно просматривать большое число участков. В случае необходимости изображение можно передавать на несколько телевизоров 6. Так как установка работает в дежурном режиме, она потребляет мало энергии и имеет большой срок службы. Невозможность одновременного наблюдения нескольких участков следует отнести к недостаткам этой установки.

Более совершенна телевизионная установка с коммутационным устройством ПТУ-4, которая позволяет с помощью одного видеоприемного устройства последовательно контролировать до 5 объектов, находящихся в различных местах.

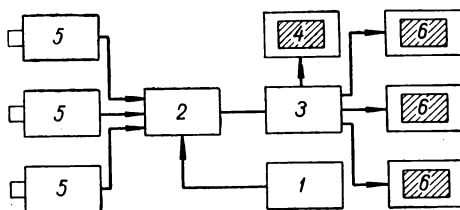


Рис. IV-3. Блок-схема телевизионного диспетчерского устройства.

Отечественной промышленностью выпускаются телевизионные устройства ПТУ-6, ДТУ-18, ДТУ-А, ДТУ-2, ДТУ-2А, ПТУ-3М [Полопик, 1962]. В перспективе наряду с системами, рассчитанными на наблюдение изображения на выходе установки, получают применение телевизионные автоматы, которые на основании воспринятого изображения и его анализа будут выдавать необходимую, логически обоснованную команду на исполнительное устройство, управляющее технологическим процессом.

§ IV-5. Мнемонические схемы

Применение мнемосхем, представляющих собой упрощенное графическое изображение агрегатов или технологических установок с линиями связи, позволяет облегчить работу оператора по управлению сложными производственными процессами.

На мнемосхеме, выполняемой обычно на фасадной стороне панели щита или на наклонных панелях пульта в виде комплекса символов, изображают аппараты, машины и трубопроводы, на которых предусматриваются установка дистанционно управляемых и регулируемых органов, а также другие технологические линии. В символы мнемосхемы, изображающие аппараты, механизмы, трубопроводы и другие технологические линии, обычно встраиваются органы управления и оптические сигнальные устройства, отображающие состояние технологической аппаратуры. В качестве индикаторных устройств обычно применяются сигнальные лампы или поворотные указатели с электромагнитным приводом. С изменением положения оборудования вследствие производимых включений, отключений и переключений автоматически меняются показания индикаторов. При этом включаются сигнальные лампы соответствующего цвета, а у

поворотных указателей изменяется положение цветового индикатора, который устанавливается вдоль или поперек символа линии связи технологической аппаратуры.

Мнемосхемы могут выполняться путем накладки полос и мнемонических символов из цветной пластмассы или путем покраски эмалями разных цветов. В некоторых случаях применяются мнемосхемы, в которых все управляемые агрегаты и линии связи между ними отображаются световыми символами, освещаемыми изнутри разноцветными лампами, которые включаются автоматически при изменении положения оборудования или линии связи. Цвет освещения устанавливается в зависимости от конкретных особенностей работы оборудования. При изменении состояния агрегата в результате срабатывания защиты или блокировки источника света светящиеся символы на мнемосхеме начинают мигать, привлекая внимание оператора. После квитирования оператором мигание прекращается и участки мнемосхемы начинают светиться ровным светом.

Весьма перспективны электролюминесцентные мнемосхемы, которые по сравнению с рассмотренными имеют малое потребление мощности, компактны, позволяют получать сигналы различных цветов. Такая мнемосхема представляет собой электролюминесцентную панель с нанесенным на нее изображением мнемосхемы, хорошо видимой как в зажженном, так и в погашенном состоянии. Для этого изображаемые символы выполняются в виде просветов на слое темной эмали, нанесенной на внутреннюю сторону электропроводящего слоя. Участки мнемосхемы, которые находятся под напряжением, светятся и выделяются от остальной части.

Поскольку электролюминесцентные элементы представляют собой, по существу, электрический конденсатор, то они потребляют из сети в основном реактивную мощность. Емкость электролюминесцентного элемента составляет около 170 нкф на 1 см^2 .

§ IV-6. Обзорные индикаторные устройства на электроннолучевых трубках

Представление выходной информации в САК и САУ о ходе технологических процессов в цифровом виде или в виде сигналов на световом табло в ряде случаев затрудняет непосредственное использование этой информации оператором. Поэтому наряду с цифрочитающими и сигнализирующими устройствами в САК и САУ применяются обзорные индикаторные устройства на ЭЛТ, которые обеспечивают наиболее наглядное представление информации о ходе технологических процессов и позволяют оператору более эффективно использовать эту информацию для оперативного управления процессом. Это обстоятельство особенно важно при работе объектов в режиме пуска, наладки и остановки.

Большая скорость потоков электронов ЭЛТ позволяет использовать трубки для контроля параметров, изменяющихся с частотой до десятков килогерц, без существенного увеличения погрешности изме-

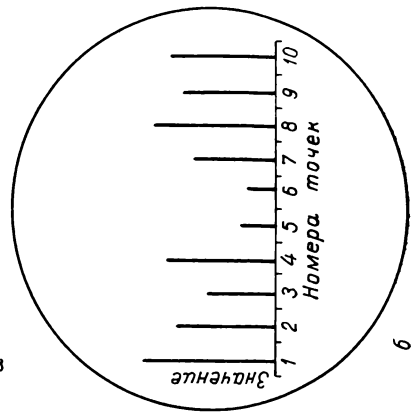
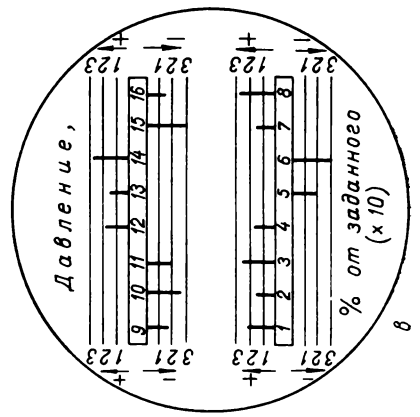
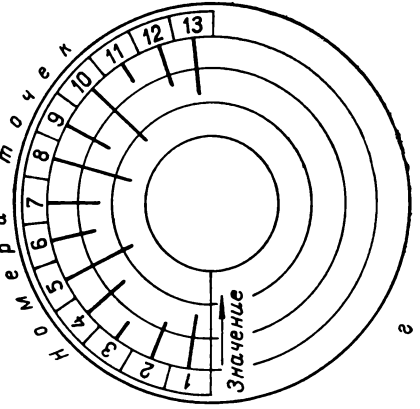
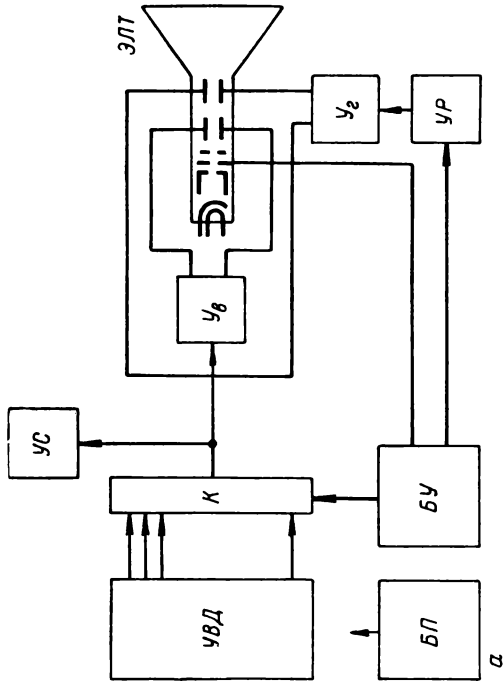


Рис. IV-4. Обзорные индикаторные устройства на ЗЛТ.

рения во времени. Возможность представления информации на экране ЭЛТ непосредственно в виде графиков позволяет автоматизировать процесс построения графиков путем их автоматического фотографирования с экрана. Кроме того, ЭЛТ позволяет изображать информацию не только в виде геометрических символов, но и в виде геометрических, буквенных или цифровых знаков.

Наглядность представления информации значительно возрастает с применением ЭЛТ цветного телевидения. Цветовое разделение символов в зависимости от направления отклонений параметров от их заданных значений позволяет оператору быстрее оценивать возникающую производственную ситуацию и принимать оперативные решения. Более широкие перспективы в области использования ЭЛТ для представления информации открываются с освоением плоских трубок и безвакуумных электролюминесцентных приборов, имеющих компактную конструкцию и потребляющих мало энергии.

Для пояснения принципа действия индикаторного устройства на ЭЛТ рассмотрим в самом общем виде блок-схему системы многоточечного контроля (рис. IV-4, а), состоящую из устройства ввода данных *УВД*, коммутатора контролируемых сигналов *К*, устройства развертки *УР*, блока управления *БУ*, устройства сигнализации *УС* о превышении параметрами заданных значений, ЭЛТ с усилителями вертикальной $У_v$ и горизонтальной $У_g$ систем отклонения и блока питания *БП*. Контролируемые сигналы с выхода *УВД* поступают через коммутатор на усилитель вертикальной развертки и устройство сигнализации.

Выходное напряжение усилителя $У_v$ управляет разверткой луча ЭЛТ в вертикальном направлении. В горизонтальном направлении луч перемещается развертывающим напряжением с усилителя горизонтальной развертки, синхронизированного в работе с коммутатором через блок управления и устройство развертки. Вследствие этого в определенных местах экрана, отведенных для каждого параметра, будут высвечиваться индексы, соответствующие контролируемым параметрам. Благодаря инерционности глаза изображения на экране ЭЛТ, вызываемые мгновенными значениями контролируемых параметров, будут представляться оператору неподвижными. В зависимости от вида развертки (линейной или круговой) изображения на экране ЭЛТ получаются либо вдоль горизонтальной линии (рис. IV-4, б и в), либо по окружности (рис. IV-4, г). Достоинством экрана с круговой разверткой является возможность увеличения длины линии отсчета по сравнению с прямоугольной в 3 раза.

Контролируемые параметры представляются на экране в виде светящихся точек или отрезков (рис. IV-4, б, в, г), а их значения — расстояниями от линии развертки или длиной отрезков. Для удобства наблюдения информации на экране ЭЛТ имеется шкала. В местах пробега линии развертки на экране трубки наносятся шкалы номеров или индексов датчиков, а вверх и вниз от этих шкал — уровни сигналов. Шкалы могут наноситься непосредственно на экране ЭЛТ фотоспособом или путем фотографирования шкалы на тонкую

прозрачную пленку, которая затем приклеивается к экрану ЭЛТ. Шкалы могут изготавливаться также из оргстекла путем гравировки тонкими штрихами, которая затем заполняется краской или без нее, но с подсветкой пластины в торец.

В ЭЛТ, предназначенных для двухпозиционной сигнализации состояния объектов, шкалы обычно выполняются на непрозрачных пластинах с отверстиями в местах, отведенных для индикации каждого из объектов с обозначением их номера или индекса.

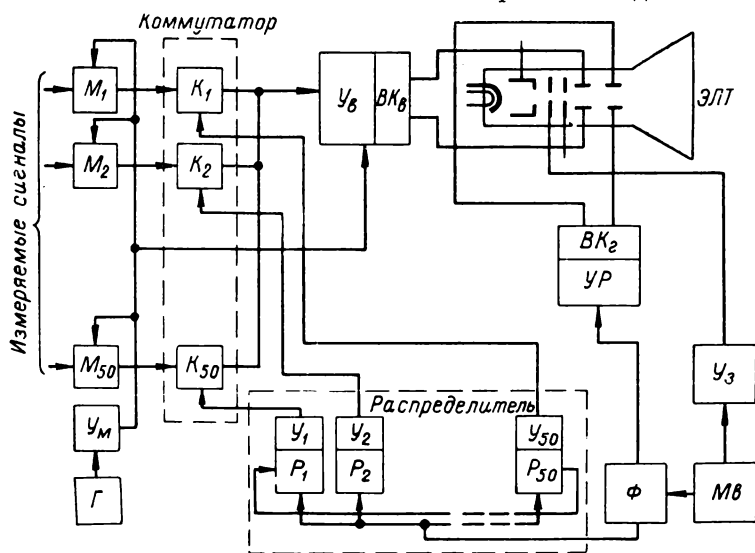


Рис. IV-5. Блок-схема САК на 50 параметров.

Для наблюдения за технологическими процессами, характеризующимися незначительными эксплуатационными колебаниями контролируемых параметров, применяется метод контроля отклонений от номинальных значений с использованием двусторонних шкал с условным нулем. Изображение контролируемых параметров при таком методе и расположении параметров в два горизонтальных ряда на экране ЭЛТ показано на рис. IV-4, в. Расположение шкал в два ряда позволяет удвоить длину развертки, а следовательно, и количество изображаемых параметров. На экране ЭЛТ диаметром 178 мм при двухрядном способе представления можно изобразить до 64 параметров.

С помощью ЭЛТ можно показать одновременно текущее и заданное значения. Текущие значения параметров представляются в виде отрезков, а заданные — в виде коротких горизонтальных черточек над отрезками. Для этой цели могут быть использованы двухлучевые трубки.

На базе индикаторных устройств с ЭЛТ построен ряд САК. Одной из них является контрольно-измерительная система на 50 параметров

(рис. IV-5), выпускаемая в ФРГ. Система предназначена в основном для исследовательских целей. Измеряемые параметры, преобразованные в напряжение постоянного тока, величиной $\pm 0,5$ в, поступают на кольцевые модуляторы $M_1—M_{50}$. Напряжения с выхода модуляторов через коммутатор $K_1—K_{50}$ поступают на усилитель вертикальной развертки Y_B , содержащий фазочувствительный выпрямитель. Модуляторы и усилитель вертикальной развертки питаются напряжением несущей частоты генератора G через усилитель Y_M . Усиленное и выпрямленное напряжение с выхода Y_B поступает на входной

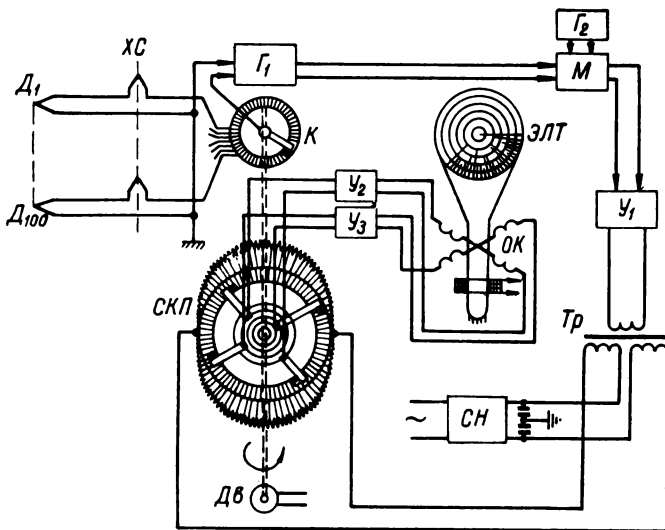


Рис. IV-6. Блок-схема САК для контроля температуры в 100 точках.

каскад вертикальной развертки BK_B ЭЛТ. Отклоняющее напряжение на горизонтальную отклоняющую систему подается от входного каскада BK_r , питаемого от устройства дискретной развертки $УР$.

Коммутатор управляется сигналами с выхода усилителей $Y_1—Y_{50}$ распределителя $P_1—P_{50}$, выполненного по схеме кольцевого сдвигающего регистра. Управление распределителем производится импульсами мультивибратора M_6 , через фильтр Φ . Эти импульсы параллельно распределителю одновременно поступают на управление устройством $УР$, вырабатывающим ступенчатое напряжение для дискретной развертки луча в горизонтальном направлении. От этого же мультивибратора через усилитель Y_3 поступают импульсы для записания электронного луча. В системе предусмотрено автоматическое фотографирование изображений с помощью фотоаппарата с покадровой съемкой.

Фирмой Томсон-Хоустон (Франция) разработана система автоматического контроля с индикатором на ЭЛТ с круговой разверткой,

Коды из регистров через вентили совпадения BC_1 и BC_2 поступают на цифро-аналоговые преобразователи соответственно $ЦАП_1$ и $ЦАП_2$, выходные сигналы которых через усилители $У_r$ и $У_v$ подаются на горизонтальную и вертикальную отклоняющие системы ЭЛТ. Вентили считывания открываются по команде «Вывод на трубку», вырабатываемой в блоке управления ЦИМ.

§ IV-7. Цифровые указатели с подвижными элементами знаковой индикации

К группе цифровых указателей с подвижными элементами знаковой индикации относятся все механические счетчики оборотов, электромеханические и электромагнитные счетчики импульсов, цифросинтезирующие указатели механического типа, цифровые указатели проекционного типа с подвижной шкалой измерительного прибора и стробоскопического типа [Бутусов, 1966б]. Существенным недостатком таких указателей является их малое быстродействие.

Цифровые указатели с подвижными элементами знаковой индикации целесообразно применять в электромеханических приборах, счетных устройствах, когда требуется сохранение информации при отключении напряжения питания или когда перед включением счетчика необходимо записать в него определенное число. Механические цифросинтезирующие указатели иногда можно использовать в крупногабаритных цифровых указателях при непосредственном воздействии на них солнечного освещения, когда другие световые индикаторы из-за относительно слабого свечения цифр не могут быть использованы.

§ IV-8. Оптические цифровые указатели

В оптических цифровых указателях проекционного типа в качестве цифрового индикатора применяется оптическое устройство, проецирующее освещаемую цифру на матовый экран. На рис. IV-8, а показан цифровой индикатор проекционного типа (ПТ-2), выпускаемый отечественной промышленностью [Степаненко, 1963]. Индикатор состоит из 12 ламп накаливания 1 (типа СЦ-76) на 8 в и соответствующего количества оптических систем, расположенных по сфере с центром в середине матового экрана. Каждая оптическая система включает в себя конденсор 2 и объектив 3, проецирующий изображение цифры, расположенной перед конденсором, на матовый экран 4.

Десять систем служат для изображения на экране десяти цифр (от 0 до 9); одиннадцатая — для изображения запятой, отделяющей целую часть от дробной; двенадцатая — для подсветки фона экрана, отображающего дополнительный признак контролируемого параметра, например полярность. Многоразрядное десятичное число изображается набором соответствующего количества декадных цифровых индикаторных блоков. С помощью оптической системы цифрового индикатора можно получить изображение цифры на экране

предназначенная для автоматического контроля температуры стержней атомного реактора на 100 точек.

В качестве датчиков температуры $D_1—D_{100}$ (рис. IV-6) применены медно-константановые термопары, компенсированные по температуре нерабочего спая $XС$. Сигналы с термопар с помощью электромеханического коммутатора K , приводимого во вращение двигателем $Dв$, подаются в генератор G_1 , в результате чего амплитуда генерируемых колебаний частотой 4 кГц изменяется пропорционально э. д. с. термопары. Преобразованное и усиленное напряжение с G_1 поступает в кольцевой модулятор M , питающийся стабилизированным напряжением частотой 4500 гц от генератора G_2 . С модулятора напряжение частотой 500 гц подается на усилитель $У_1$ и далее через трансформатор Tr на синусно-косинусный потенциометр $СКП$, установленный на одном валу с коммутатором K и питающийся стабилизированным напряжением от стабилизатора $СН$. Сигнал с $СКП$ после прохождения усилителей $У_2$ и $У_3$ подается на отклоняющие катушки $ОК$ ЭЛТ. Благодаря жесткой установке щеток коммутатора и развертывающего устройства на одном валу с коммутатором K луч по окружности развертки ЭЛТ перемещается синхронно с переключением датчиков.

В качестве ЭЛТ применена трубка с послесвечением, имеющая диаметр экрана 260 мм . Шкала температур нанесена на экране в виде концентрических окружностей на органическом стекле оранжевого цвета. Величины измеряемых температур изображаются на экране ЭЛТ в виде отрезков, расположенных по радиусам окружности.

Индикаторное устройство на ЭЛТ, установленное на выходе цифровой информационной машины (ЦИМ) в дополнение к цифропечатающему устройству, расширяет область применения машины. При этом потребность в дополнительном оборудовании незначительна, так как основные элементы, необходимые для работы индикаторного устройства, содержатся в самой машине.

Блок-схема одного из возможных вариантов ЦИМ с индикаторным устройством показана на рис. IV-7 [Эйгенброт, 1965]. Система включает в себя регистр $РИ$, содержащий коды ключей контролируемых параметров, и регистр числа $РП$, подаваемого на печать.

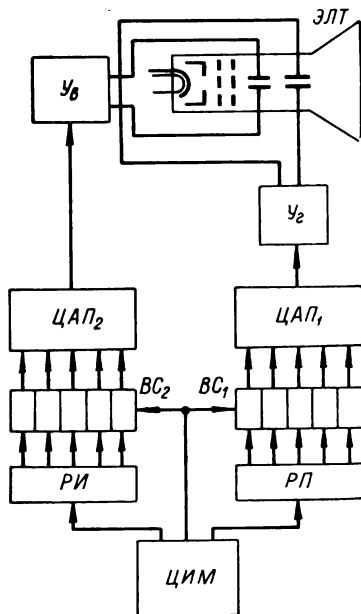


Рис. IV-7. Блок-схема ЦИМ с индикаторным устройством на ЭЛТ.

Волоконная оптическая система на конических стеклянных нитях позволяет получать увеличенное изображение цифр.

Цифровые указатели при блочно-модульном исполнении целесообразно выполнять по блок-схеме, показанной на рис. IV-9 [Бу-тусов, 1966, а, б]. Каждый блок указателя выполняется на одну

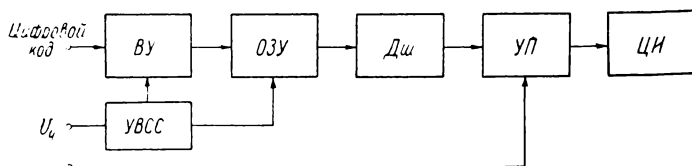


Рис. IV-9. Блок-схема декады цифрового указателя.

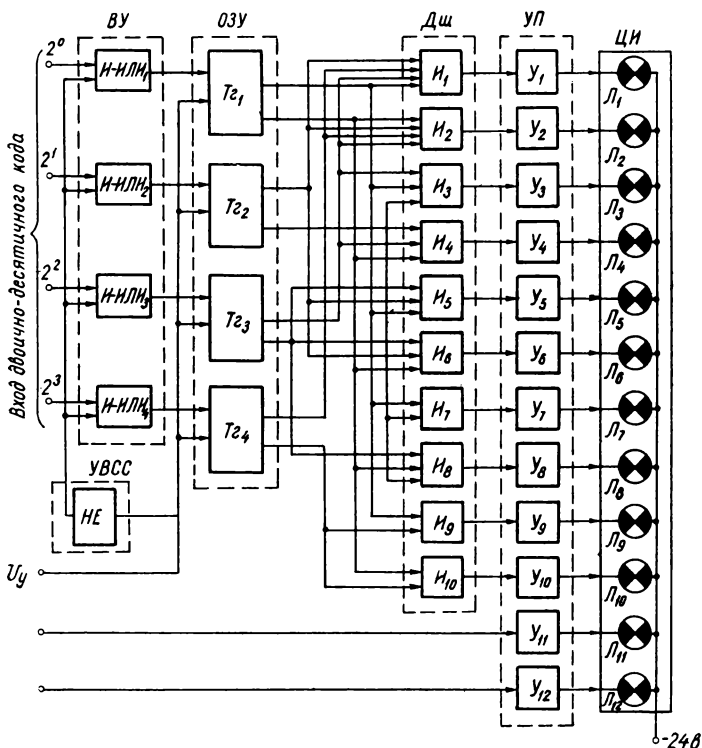


Рис. IV-10. Функциональная схема декады оптического цифрового указателя с проекционным индикатором.

декаду. Путем набора таких блоков можно собрать указатель на необходимое число разрядов. Каждая декада включает в себя входное устройство ВУ, устройство выработки считывающих сигналов УВСС, оперативное запоминающее устройство ОЗУ, дешифратор Дш, устройство питания УП и цифровой индикатор ЦИ.

высотой 25 мм при увеличении в 6,6 раза. К недостаткам рассмотренного индикатора относятся громоздкость конструкции, сложность изготовления и юстировки оптических систем.

Более совершенен проекционный цифровой индикатор с прессованными блоками линз из органического стекла (рис. IV-8, б). Пластины блоков конденсорных 4 и объективных 3 линз изогнуты по окружностям R_1 и R_2 с центром в середине экрана 1. Между пластиной объективов и экраном расположена диафрагма 2 с двенадцатью отверстиями, служащая для уменьшения бликов. Для предохранения блока конденсорных линз от перегрева в результате теплового излучения от ламп накаливания 6 между лампами и конденсаторами установлен тепловой экран 5 из прозрачного стекла толщиной 2 мм.

Оптический цифровой индикатор на светопроводах (рис. IV-8, в) представляет собой набор тонких пластин 1 из органического стекла толщиной 1—1,5 мм, собранных в виде пакета. На передней плоской части каждой пластины выгравирована десятичная цифра в виде линий или точек. Лучшая освещенность цифр получается при гравировке на глубину 0,1 мм инструментом с сечением в виде полуокружности или равностороннего треугольника. Для улучшения видимости изображаемых цифр и уменьшения затемнения задних цифр передними гравятся две параллельные линии.

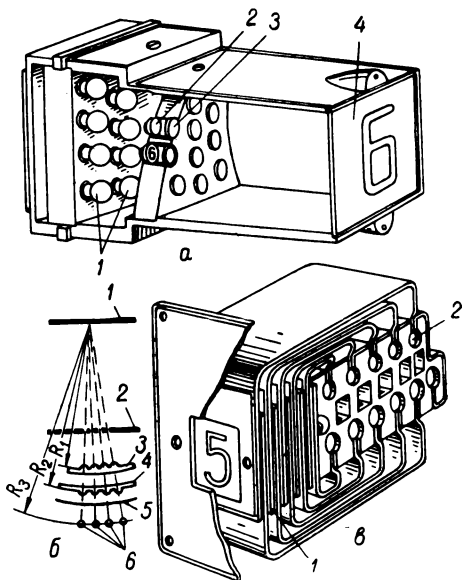


Рис. IV-8. Оптические цифровые индикаторы.

Если пластину осветить в торец лампой подсветки 2, то в результате отражения лучей выгравированная цифра на пластине начинает светиться. В рассматриваемом индикаторе используется десять светопроводящих пластин (от 0 до 9).

Аналогичный цифровой индикатор может быть построен и на большем количестве светопроводов. При этом в качестве светопроводов используются стеклянные нити диаметром 5—50 мкм, с высокой прозрачностью и гладкой поверхностью. Нити набираются в виде жгутов, торцы которых шлифуются. Если такую оптическую систему выполнить в виде набора светопроводов, одни концы в которых отшлифованы, а другие соответствующей укладкой нитей выложены в виде десятичных цифр 0—9, то они начинают светиться при освещении шлифованного торца соответствующего светопровода.

Устройство питания состоит из двенадцати усилителей $Y_1 - Y_{12}$, собранных на транзисторах МП42А и МП25А по схеме составного триода.

Принцип работы указателя заключается в следующем. На вход ВУ подается информация в виде потенциалов двоично-десятичного кода. Значению 1 соответствует потенциал $6 \div -10$ в, а 0 — потенциал $-0 \div -1,6$ в. С приходом сигнала управления U_y входной код записывается в ОЗУ, с выхода которого он в виде потенциалов подается на входные шины дешифратора. Последний преобразует двоично-десятичный код в десятичный, при этом на одной из выходных шин выдается потенциал -6 в, который открывает транзистор соответствующего усилителя УИ, и через лампу, включенную в коллекторную цепь транзистора, будет протекать ток 120 ма. В результате этого на экране проекционного табло будет изображаться цифра, соответствующая выходному коду.

Конструктивно цифровой указатель выполнен в виде блока (рис. IV-11) размером $45 \times 120 \times 160$ мм. Величина изображаемых цифр 25×15 мм, потребляемая мощность не более 6 вт. Скорость считывания информации до 50 кгц. Питается указатель от автономного источника с напряжением $-6,0; +6,0$ и -24 в. Колебание питающего напряжения от $+10$ до -15% практического влияния на работу указателя не оказывает. Указатель может работать при изменении окружающей температуры от -30 до $+50^\circ$ С и относительной влажности воздуха — от 30 до 95%.

Рассмотренная схема указателя в равной степени пригодна для любого оптического индикатора. К положительным свойствам оптических указателей следует отнести хорошее начертание изображаемых цифр, расположение их на одном уровне и в одной плоскости, большой угол обзора, а также возможность получения требуемых размеров цифр. Наряду с этим они имеют и свои недостатки, основными из которых являются относительно большое потребление мощности и ограниченный срок службы из-за выхода из строя осветительных ламп. Однако срок службы ламп можно значительно увеличить, если питать их пониженным напряжением.

§ IV-9. Цифровые указатели на цифровых газоразрядных лампах

В указателях в качестве цифровых индикаторов применяются также цифровые газоразрядные лампы. Они имеют анод и десять катодов из нихромовой проволоки, изогнутых по форме цифр. Баллон лампы заполняется неонам, поэтому цифры имеют красное свечение. Если между анодом и одним из катодов приложить напряжение, то возникает газовый разряд и изображается одна из десяти цифр.

Отечественной промышленностью выпускаются цифровые газоразрядные лампы ИИ-1 и ИИ-2 с торцевым свечением изображаемых цифр. Лампа ИИ-1 имеет десять катодов, расположенных один за

Входное устройство предназначено для записи кода в *ОЗУ* при подаче управляющего сигнала U_y на вход *УВСС*. Последнее выдает сигнал на запись входного кода. *ОЗУ* запоминает информацию до прихода следующего управляющего сигнала на вход *УВСС*.

Дешифратор преобразует двоично-десятичный код *ОЗУ* в код, необходимый для управления устройством питания. Устройство питания усиливает сигнал постоянного тока по мощности или преобразует его в переменный, необходимый для питания цифрового индикатора.

Цифровой индикатор показывает изображение десятичных цифровых знаков и знака запятой или точки, служащих для отделения целой части изображаемого числа от дробной. Кроме того, он может указывать и ряд других признаков, таких как полярность контролируемой величины, ее единица измерения и т. п.

По рассмотренной блок-схеме можно выполнить большую часть цифровых указателей полностью на бесконтактных типовых полупроводниковых элементах. Одним из них является оптический цифровой указатель проекционного типа, функциональная схема которого показана на рис. IV-10 [Бутусов, 1966б; Бутусов, Сиромаша, Косяненко, 1967]. Указатель выполнен в основном на потенциальных элементах комплекса «Мир-1» и проекционном табло ПТ-2М с лампами накаливания МН-18.

Входное устройство указателя представляет собой 4 логических элемента *И-ИЛИ*₁ — *И-ИЛИ*₄, собранных на двух модулях Д1^М. Устройство выработки считывающих сигналов *УВСС* в данном случае состоит лишь из одного инвертора *НЕ*, собранного на модуле Г1^М. Оперативное запоминающее устройство выполнено в виде регистра на статических триггерах $T_{21} — T_{24}$. Каждый триггер собран на двух модулях Г1^М. Дешифратор, преобразующий двоично-десятичный код с выхода *ОЗУ* в десятичный, выполнен в виде диодной матрицы, состоящей из десяти элементов совпадения $I_1 — I_{10}$.



Рис. IV-11. Внешний вид оптического цифрового указателя с проекционным индикатором.

$\pm 20^\circ$. Срок службы не менее 500 ч, а для модификации этой «Иллюминация-2» — не менее 5000 ч.

Промышленно изготовляются цифровые газораз лампы с изображением различных знаков при боковом их р жении (рис. IV-12, е).

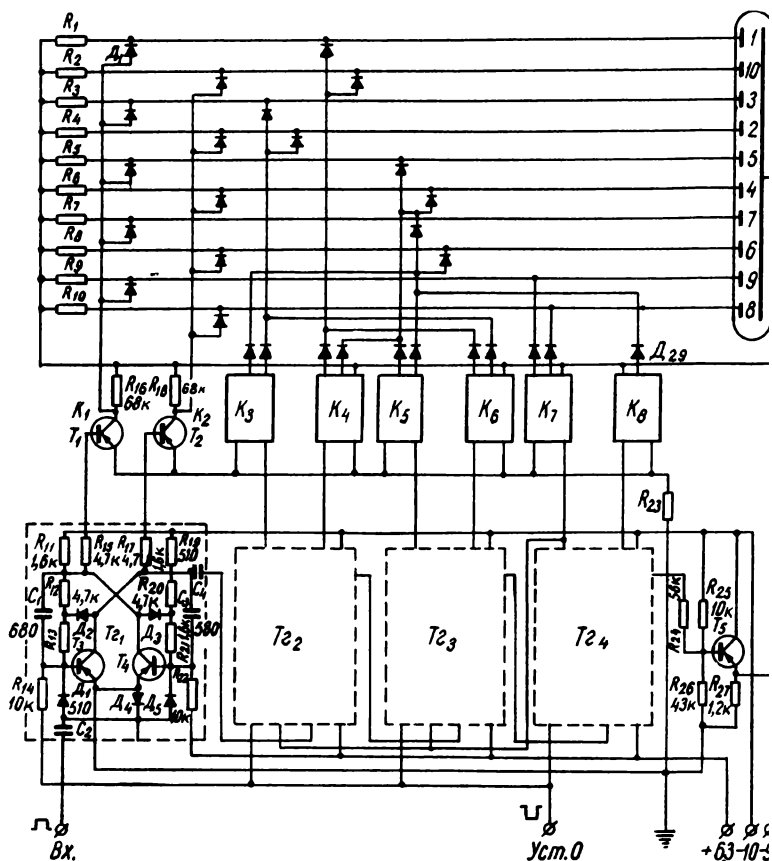


Рис. IV-13. Схема декады цифрового указателя ИЗ-12 со счетным

Во Франции выпускаются цифровые лампы ТА-542 и с высотой цифр соответственно 20,5 и 58 мм. Лампа ТА-543 рс 70 × 60 × 12 мм имеет плоскую конструкцию. Напряжени ния от 250 до 300 в, потребляемый ток при этом составляет 6-

Декада цифрового указателя ИЗ-12 со счетным входом п на рис. IV-13 [Бутусов, 19666]. Указатель состоит из счетчик чей, дешифратора и цифровой лампы ИН-1. Счетчик выпол транзисторах $T_3 - T_4$ и диодах $D_1 - D_5$ (Д9Ж). Для пол коэффициента пересчета, равного десяти, выход T_{24} соединен

другим с промежутком между ними около 1 мм и выполненных по профилю цифр 0—9, и анод в виде двух проволочных сеток, из которых одна расположена сверху, а другая между пятым и вторым катодом. Электроды лампы выведены на штырьки одиннадцатиштырькового цоколя. Порядок расположения цифр и цоколевка лампы показаны соответственно на рис. IV-12, а и б. Напряжение питания

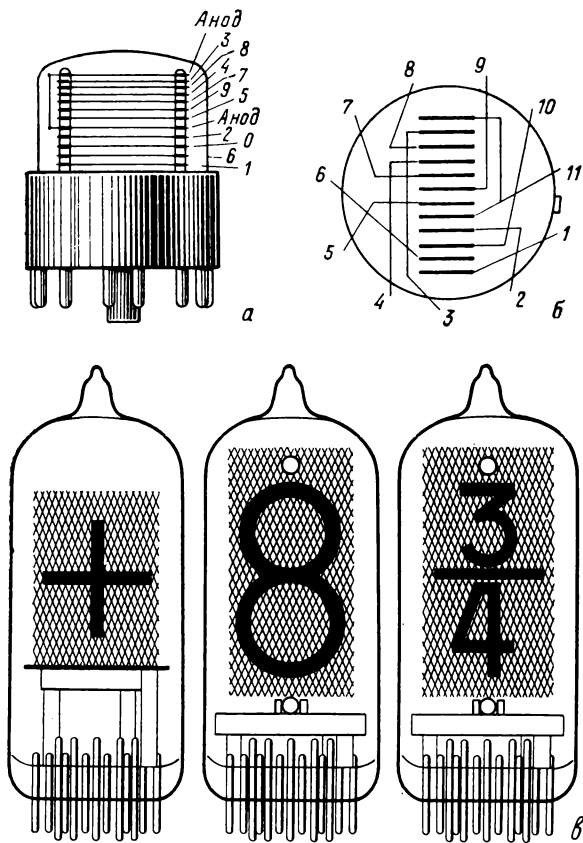


Рис. IV-12. Цифровые газоразрядные лампы.

лампы 200 в, при этом ток лампы равен 2,5—3 ма. Напряжение горения около 140 в. Угол наблюдения примерно $\pm 30^\circ$. Срок службы лампы не менее 500 ч. Высота изображаемых цифр 25 мм. Диаметр лампы 35 мм и высота 65 мм. Лампа может питаться непосредственно от сети переменного тока с напряжением 220 в через последовательно включенные диод (Д7Ж) и балластное сопротивление около 30 ком.

Лампа ИН-2 в отличие от ИН-1 имеет бесцокольное исполнение с жесткими выводами. Диаметр ее 19 мм, длина 40 мм. Рабочий ток равен 1,5—2,0 ма при напряжении питания 200 в. Угол наблюдения

дами T_{22} и T_{23} обратной связью, с помощью которой из шестнадцати возможных состояний исключается шесть.

Для развязывания T_{24} от входной цепи следующей декады выходной импульс этого триггера снимается на следующую декаду через эмиттерный повторитель T_5 (П15А).

Перепады напряжений с коллекторных цепей транзисторов счетчика подаются на ключи $K_1 - K_8$, выполненные на транзисторах T_1, T_2 (П26А). С помощью этих ключей и дешифратора коммутируется добавочное напряжение -90 в, включаемое последовательно с основным напряжением $+110$ в, которое приложено непосредственно к аноду через ограничительное сопротивление R_{28} .

Дешифратор, преобразующий двоично-десятичный выходной код счетной декады в десятичный, выполнен в виде сетки на диодах $D_1 - D_{29}$ (Д9Ж) и балластных сопротивлениях $R_1 - R_{10}$ (18 ком). К выходным шинам дешифратора подключены соответствующие катоды цифровой лампы ИН-1. При поступлении на один из катодов потенциала -90 в загорается соответствующая цифра. С изменением входного кода потенциал -90 в появится на другом катоде и загорится другая цифра и т. д.

Указатель питается от автономного источника с выходным напряжением постоянного тока $+6,3$; $+110$ в и импульсным напряжением -90 в. Конструктивно декада указателя выполнена на двух платах с печатным монтажом, объединенных в одной обойме. В общую схему указателя включается с помощью 22-контактного разъема РП-10. Размеры его $197 \times 140 \times 45$ мм, вес около 350 г.

Указатель может использоваться в качестве самостоятельного прибора для счета импульсов или в качестве соответствующего функционального узла частотометров с цифровым отсчетом, цифровых измерителей временных интервалов и т. д. Как пересчетное устройство он может считать импульсы в диапазоне частот от единиц до 100 кГц. При этом входные импульсы счетчика должны быть положительной полярности с амплитудой 2,5—7 в, длительностью не менее 2 мксек и фронтом 1 мксек.

Счетная декада на 0 устанавливается подачей на шину «Уст. 0» импульса отрицательной полярности амплитудой 5—10 в относительно $+6,3$ в и длительностью не менее 5 мксек. К недостаткам указателя относятся наличие двух высоких напряжений и отсутствие элемента памяти. Последнее приводит к миганию цифр в процессе поступления счетных импульсов на вход декады.

Аналогично изображенной на рис. IV-10 выполнена декада на цифровой лампе (рис. IV-14). Отличается она от предыдущей лишь устройствами цифровой индикации ЦИ и питания УП [Бутусов, 1966б; Бутусов, Сиромеха, Косьяненко, 1967].

Устройство питания состоит из блокинг-генераторов $BГ_1 - BГ_{10}$, выполненных по схеме с коллекторно-базовой связью на транзисторе T_1 (МП42А) с трансформатором Tr_1 в коллекторной цепи. Трансформатор выполнен на тороидальном ферритовом сердечнике типа ФМ-2000 с внешним диаметром 17,5 мм. На сердечнике намотаны

обмотки: коллекторная W_1 (20 витков), обратной связи W_2 (20 витков) и выходная W_3 (400 витков). Обмотка W_2 подключается к базе транзистора через конденсатор C_1 . На базу транзистора блокинг-генератора через сопротивление R_2 подано напряжение смещения $+6,3$ в. Сигнал управления с дешифратора подается на блокинг-генератор через сопротивление R_1 .

Для снижения влияния помех на блокинг-генератор введен конденсатор C_2 . Выходные обмотки блокинг-генераторов через выпрямительные диоды D_1-D_{10} (Д7Ж) соединены с соответствующими катодами цифровой лампы L_1 (ИН-1).

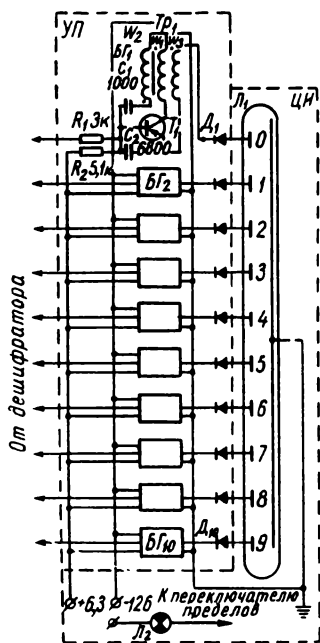


Рис. IV-14. Схема декады указателя с цифровой лампой.

Диоды в выходных обмотках не пропускают положительных импульсов напряжения и одновременно развязывают цепи питания лампы. При отсутствии сигнала на входе блокинг-генератор находится в заторможенном состоянии. С появлением на одной из выходных шин дешифратора отрицательного потенциала блокинг-генератор возбуждается. На выходной обмотке его с частотой около 30—50 кГц вырабатываются импульсы напряжения с амплитудным значением около 200 в и скважностью, равной 2. Эти импульсы подаются к одному из катодов лампы, при этом начинает светиться цифра, соответствующая значению входного кода.

Использование пульсирующего напряжения для питания лампы позволяет значительно увеличить ее срок службы, не уменьшая яркости свечения изображаемых цифр. Запятая, отделяющая целую часть от дробной, подсвечивается лампой L_2 (СМ-37), включаемой переключателем пределов.

Указатель питается от источника постоянного тока с напряжением $+6,3$; $-6,3$; -12 ; -27 в. Потребляемая мощность около 2,5 вт. Он нормально работает при температуре от -30 до $+50^\circ$ С, относительной влажности 30—95% и при отклонениях питающего напряжения на $+10$ и -15% от номинального.

Для счетчиков с цифровым отсчетом в ряде случаев желательно длительное время сохранять записанную в них информацию. Эта информация не должна сбрасываться даже при кратковременном перерыве питания. Функциональная схема декады десятичного счетчика с цифровым отсчетом на цифровой лампе ИН-1, отвечающего указанным требованиям, приведена на рис. IV-15, а [Бутусов, 1965].

ливаает T_2 в состояние 1. Аналогично протекает работа при поступлении на вход последующих импульсов. Так, на выходе вентиля B_4 появляется сигнал при числе входных импульсов 2^4 .

Чтобы получить сигнал на выходе вентиля B_4 при каждом десятом входном импульсе, т. е. получить коэффициент передачи счетчика, равный десяти, с единичного выхода T_4 через вентиль B_5 и дифференцирующую цепочку R_5C_5 (R_5 на схеме не показано) подается напряжение обратной связи на счетные входы триггеров T_2 и T_3 . В этом случае при поступлении на вход T_1 восьмого импульса положительный сигнал с единичного выхода T_4 пройдет через вентиль B_5 и приведет к срабатыванию T_2 и T_3 , что равносильно прибавлению к восьми импульсам еще шести, т. е. $8 + 4 + 2 = 14$ (1110). Девятый импульс установит T_1 в состояние 1 (в счетчике будет зарегистрировано число 1111); десятый — в состоянии 0 и на выходе вентиля B_4 появится импульс, поступающий на следующую декаду счетчика.

Счетчик в состояние 0 устанавливается подачей импульса на вход «Уст. 0». В момент установки триггеров в исходное состояние при восстановлении питания на их выходе могут возникать импульсы, которые через дифференцирующие цепочки будут поступать на вентили несовпадения. Чтобы не пропустить их через эти вентили и предотвратить ложное срабатывание триггеров в момент восстановления питания, на вентили несовпадения подается запрещающий импульс от одновибратора (на схеме не показан).

Двоично-десятичный код, снимаемый со счетной декады, преобразуется в десятичный с помощью дешифратора $Дш$. Выходные сигналы дешифраторов подаются на блокинг-генераторы $БГ_1 — БГ_{10}$, которые питают цифровую лампу. В зависимости от количества импульсов, поступивших на вход счетной декады, на одной из выходных шин $Дш$ появляется сигнал, возбуждающий соответствующий блокинг-генератор. Последний вырабатывает напряжение, которое прикладывается к определенному катоду цифровой лампы L_1 , изображающему десятичную цифру декады, и цифра начинает светиться.

Для сохранения информации при перерывах питания счетная декада сконструирована на статических триггерах (рис. IV-15, б), выполненных на транзисторах $T_1 — T_3$. Отличительная особенность триггеров заключается в динамической асимметрии, создаваемой различием величин емкостей ускоряющих конденсаторов C_1 и C_2 (емкость C_2 в несколько раз больше C_1).

На ферритовом сердечнике расположены обмотки W_1 , W_2 и W_3 . Первые две включены соответственно в коллекторные цепи транзисторов T_1 и T_2 , а третья (восстанавливающая) — в коллекторную цепь T_3 .

Коллекторный ток T_2 , протекающий по обмотке W_2 , устанавливает сердечник в состояние 1, а коллекторный ток T_1 , протекающий по обмотке W_1 , — в состояние 0.

Транзистор T_3 управляет триггером и перемагничивает сердечник. В нормальном режиме работы транзистор T_3 закрыт и цепь

Счетчик состоит из счетной декады, дешифратора $Дш$, блокинг-генераторов $БГ_1 — БГ_{10}$, цифровой лампы $Л_1$ (ИН-1) с выпрямительными диодами $Д_1 — Д_{10}$ и указателя $Л_2$ для отделения целой части изображаемого числа от дробной. Счетная декада имеет четыре статических триггера $T_{2_1} — T_{2_4}$ со счетным входом. Выход, соответствующий 0 каждого предыдущего триггера, соединен со счетным входом последующего триггера через дифференцирующую RC -цепочку (R на схеме не показано) и вентиль несовпадения B .

Вентили, запирающие прохождение импульсов с предыдущего триггера на последующий при сбросе счетчика на 0 или при восстановлении питания после кратковременного перерыва, имеют по три входа и по одному выходу. Вход, соединенный с шиной I , служит для подачи импульса при сбросе счетчика на 0, а соединенный с шиной II , — для подачи импульса при восстановлении питания после его перерыва. Этот импульс подается автоматически от одновибратора блока питания (на схеме не показан) всякий раз, когда питание после перерыва восстанавливается.

С дифференцирующей цепочки импульс поступает на вход вентиля только в том случае, если он положителен, а на шину I или II подано напряжение.

Счетные импульсы подаются на счетный вход триггера T_{2_1} младшего разряда. Первый импульс устанавливает T_{2_1} в состояние 1. Второй импульс возвращает его из 1 в 0, причем на нулевом выходе потенциал возрастает. Изменение потенциала нулевого выхода дифференцируется, и на вход вентиля B_1 поступает положительный импульс, который проходит через вентиль и устанавливает

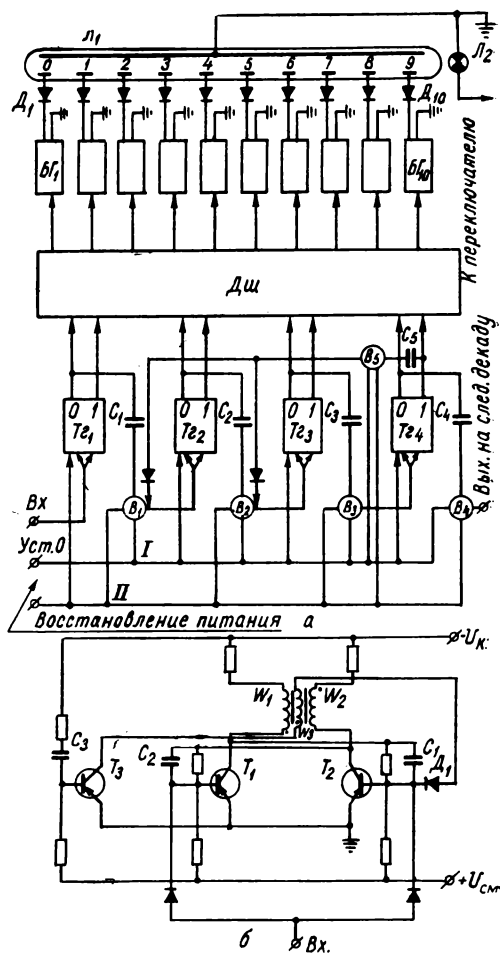


Рис. IV-15. Декада десятичного счетчика с цифровым отсчетом и сохранением информации при перерывах питания.

дополнительной лампы, обычно включаемой при переключении предела измерения.

Цифровые указатели с подсветкой широко применяются в счетчиках, выполненных на газоразрядных лампах, тиратронах с холодным катодом и декатронах. Для подсветки цифр используется газовый разряд между анодом и катодом. Схема включения декатрона

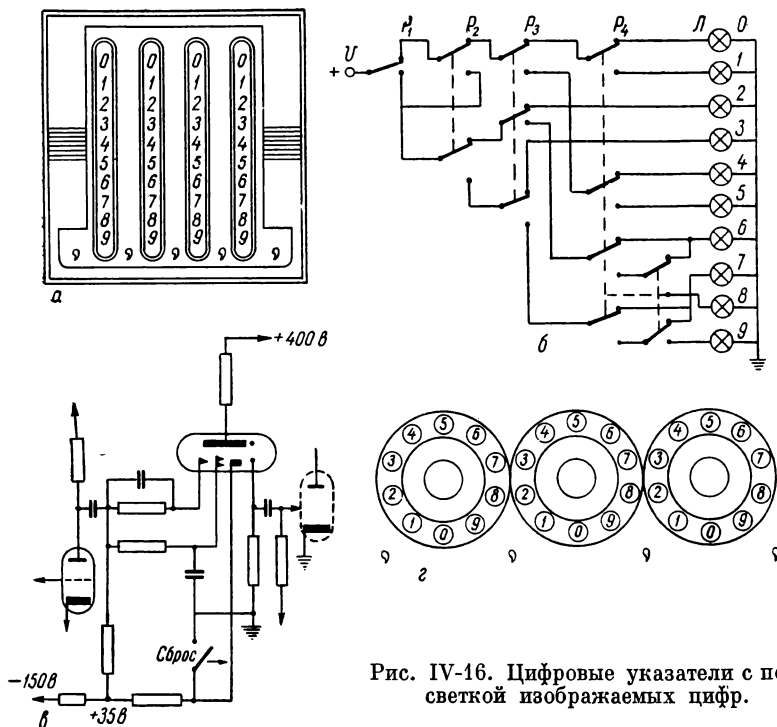


Рис. IV-16. Цифровые указатели с подсветкой изображаемых цифр.

на одну декаду счетчика показана на рис. IV-16, *в*, а вид трехдекадного цифрового указателя на декатронах — на рис. IV-16, *г*. Декатроны устанавливаются так, что купола их баллонов проходят сквозь отверстия кольцевых шкал с нанесенными по окружности цифрами 0—9. Во время работы счетчика цифра шкалы видна через купол баллона. К недостаткам этого вида цифровых указателей относятся неудобства отсчета показаний ввиду малых размеров цифр, расположенных на разных уровнях, а также плохая их контрастность.

§ IV-11. Цифровые указатели синтезирующего типа

В цифровых указателях синтезирующего типа цифры образуются за счет высвечивания соответствующих полосок или точечных элементов, набранных в виде матрицы. За последнее время нашли ши-

обмотки W_3 разорвана, триггер управляется от входных сигналов. Если во время работы счетчика исчезло питание и перед этим был открыт транзистор T_1 , т. е. ферритовый сердечник находился в состоянии 0, то при восстановлении питания через разрядившийся ранее конденсатор C_3 пройдет ток, который откроет T_3 на короткое, но достаточное для прохождения восстанавливающего импульса время. В обмотке W_3 возникнет положительный импульс, который через кремниевый диод D_1 и T_3 поступит на базу T_2 . Последний закроется, и триггер установится в состояние, в котором он находился до исчезновения питания. Если до исчезновения питания транзистор T_3 был открыт, то при появлении его сердечник переманится и будет и запирающий импульс на базу T_3 не поступит, т. е. триггер останется в первоначальном состоянии.

Ферритовый элемент со встречно включенными обмотками в коллекторных цепях транзисторов одновременно выполняет роль корректирующей цепи, увеличивающей крутизну фронтов выходного сигнала.

Счетчик питается напряжением 24; 12; 1,5 в. Для надежной работы его необходимо, чтобы фронт включения напряжения питания был достаточно крутым, так как амплитуда восстанавливающего импульса пропорциональна скорости изменения магнитной индукции в сердечнике. Поэтому питание на счетчик лучше подавать через бесконтактный формирователь, состоящий из сглаживающего фильтра и порогового устройства. Сглаживающий фильтр исключает возможность очень коротких перерывов питания, при которых конденсатор C_3 не успевает разрядиться, а следовательно, может произойти потеря информации. Пороговое устройство позволяет формировать крутой фронт нарастания напряжения питания.

Указатели на цифровых газоразрядных лампах имеют относительно небольшие размеры, малое потребление мощности, хорошее начертание изображаемых цифр. К недостаткам их следует отнести малый угол обзора вследствие глубокого расположения цифр, затемнение задних цифр впереди стоящими и высокое напряжение питания лампы, коммутация которого связана с некоторыми трудностями.

§ IV-10. Цифровые указатели с подсветкой изображаемых знаков

Цифровой индикатор указателя с подсветкой знаков представляет собой набор ламп накаливания или неоновых, освещающих прозрачную цифру на темном фоне. Для изображения десяти цифр одной декады требуется соответствующее количество ламп. В некоторых случаях изображаемые цифры наносятся непосредственно на торец баллона лампы. Цифровой указатель с подсветкой на четыре декады показан на рис. IV-16, а. Лампы 0—9 каждой декады включаются с помощью релейных дешифраторов $P_1—P_4$ (рис. IV-16, б), преобразующих двоично-десятичный код $4 : 2 : 2 : 1$ в десятичный. Запятая, отделяющая целое число от дробного, подсвечивается с помощью

образом подачу напряжения питания на элементы, можно получить изображения всех цифр декады от 0 до 9.

Наряду с семиэлементными выпускаются индикаторы и с большим количеством элементов, например с 8, 9, 10, 14 элементами (рис. IV-17, в, г, д, е). Восьмиэлементный индикатор (рис. IV-17, в) позволяет изображать цифры с наиболее правильным их начертанием. Для повышения надежности применяются восьмиэлементные индикаторы

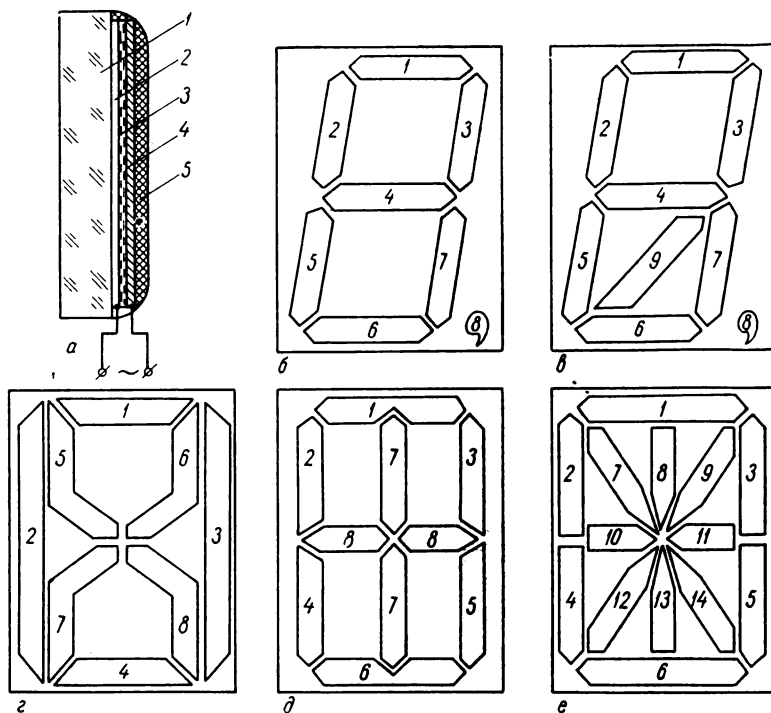


Рис. IV-17. Знаковые индикаторы синтезирующего типа.

с защитой (рис. IV-17, г). В случае выхода из строя одного из элементов в таком индикаторе все равно можно правильно прочесть обозначаемую цифру. Для изображения цифровых, буквенных и некоторых других знаков применяются 10- и 14-элементные индикаторы (рис. IV-17, д, е). Целая часть изображаемого числа от дробной отделяется дополнительным электродом в виде запятой или точки.

При выборе знакового индикатора следует иметь в виду, что большее число элементов усложняет схему управления, поэтому, несмотря на преимущества многоэлектродного индикатора, в практике наиболее широко применяются 7- и 8-элементные. Промышленностью выпускаются электролюминесцентные знаковые индикаторы различных размеров.

рокое применение электролюминесцентные знаковые индикаторы: высоковольтные из порошковых электролюминофоров и низковольтные из карбида кремния [Бутусов, 1966б; Бутусов, Сирмаха, 1966; Бутусов, Сирмаха, Косяненко, 1967].

Электролюминесцентный индикатор из порошкового электролюминофора представляет собой конденсатор, обкладками которого служат токопроводящая пленка, нанесенная на стекло, и алюминиевая подложка, между которыми расположен диэлектрик со взвешенным электролюминофором. Если через такой конденсатор пропустить переменный ток, то вследствие преобразования электрической энергии в световую электролюминофоры могут светиться зеленым, голубым, оранжевым, желтым и другими цветами. Яркость свечения зависит от частоты и напряжения питающего тока:

$$B = B_0 \omega e^{-\frac{b}{\sqrt{U}}}, \quad (\text{IV-1})$$

где B_0 и b — постоянные величины; ω — частота; U — эффективное напряжение.

С повышением напряжения и частоты яркость свечения увеличивается. Верхний предел напряжения ограничивается величиной пробивного напряжения диэлектрика электролюминесцентного слоя, а частота — предельно допустимым током через него.

Индикатор начинает светиться при эффективном напряжении синусоидального тока 70—90 в частотой 0,5—1 кГц. Для нормального свечения необходимо эффективное напряжение 220—240 в при частоте 50—500 Гц. С увеличением частоты напряжение питания может быть уменьшено без снижения яркости свечения. Практически частота питающего напряжения может достигать 50 кГц. Дальнейшее повышение ее нецелесообразно, так как при этом наступает насыщение, а затем разогрев и пробой диэлектрика. Для промышленных электролюминесцентных индикаторов величина пробивного напряжения равна примерно 400 в.

Конструктивно электролюминесцентный индикатор выполняется в виде стеклянной подложки 1 (рис. IV-17, а) с нанесенным на ней прозрачным проводящим слоем 2, электролюминесцентным 3 и отражающим излучаемый свет металлическим экраном 4. Для защиты от механических повреждений и атмосферных воздействий индикатор со стороны металлического экрана заливается эпоксидной смолой 5. В качестве прозрачного слоя обычно используется двуокись олова или окись кадмия, а в качестве электролюминесцентного — порошкообразный фосфор (обычно на основе сернистого цинка ZnS или селена SeS), смешанный с эпоксидной смолой или керамикой. Напряжение питания прикладывается к пластинам 2 и 4.

В простейшем случае металлический электрод индикатора выполняется в виде изолированных друг от друга семи плоских элементов (рис. IV-17, б), образующих цифру 8. Коммутируя соответствующим

электродами 2. Пластины с графитовыми электродами располагаются в корпусе 5 из органического стекла, свободное пространство которого заполняется раствором соляной кислоты 4. Если между пласти-

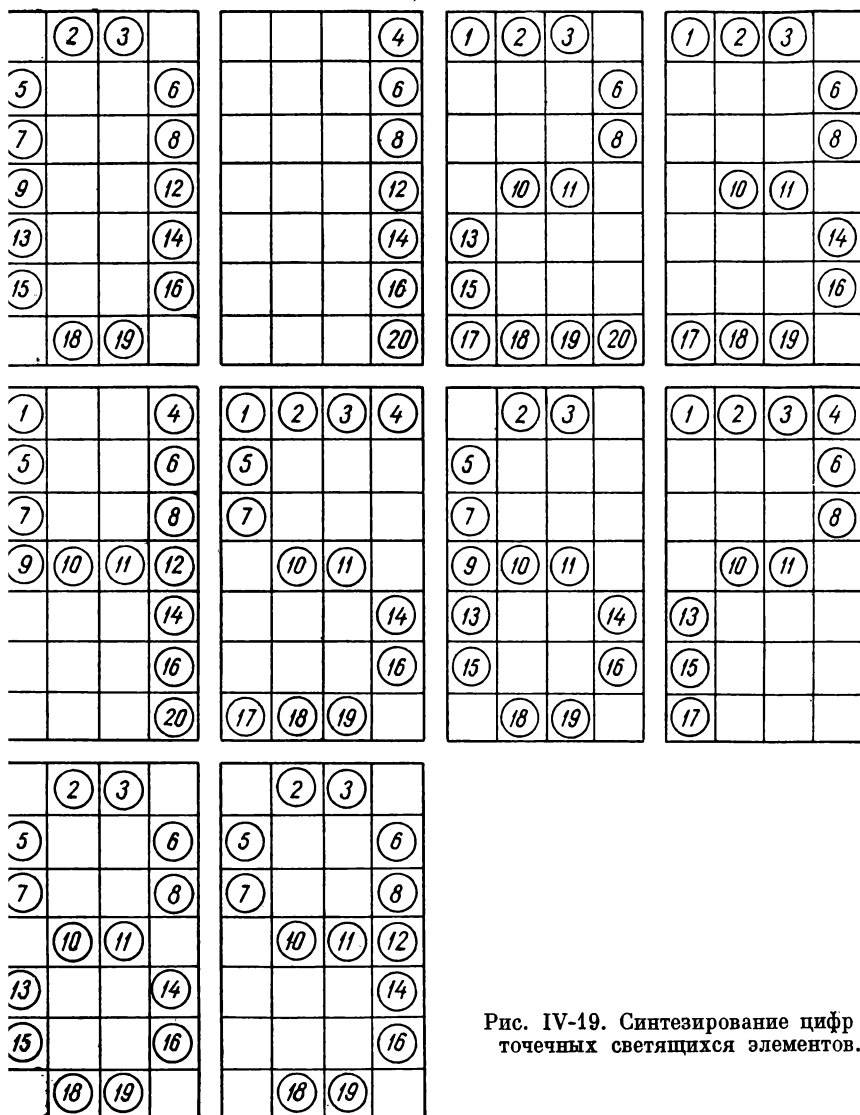


Рис. IV-19. Синтезирование цифр из точечных светящихся элементов.

ной и угольными электродами подключить на некоторое время напряжение источника постоянного тока, то пластина индикатора потемнеет. Это потемнение сохраняется в течение десятка минут. Если необходимо быстро снять потемнение пластины, то следует к тем же

Низковольтные электролюминесцентные индикаторы из карбида кремния, изготавливаемые обычно в виде точечных светящихся элементов, в отличие от порошковых электролюминесцентных возбуждаются постоянным и переменным током низкого напряжения. Имеются индикаторы, которые обеспечивают хорошую яркость свечения при напряжении возбуждения 3—4 в, потребляемом токе 2—3 ма и площади свечения 4—5 мм². Они имеют большой срок службы, исчисляемый годами, малую инерционность и обеспечивают возможность работы в широком интервале изменения окружающих температур ниже и выше нуля.

Цифровой индикатор из низковольтных электролюминесцентных индикаторов может быть выполнен из двадцати элементов, образующих цифру 8 (рис. IV-18). Изображение цифр получается путем засветки соответствующих элементов при подаче на них напряжения. Однако для получения десяти цифр нет необходимости все двадцать элементов подключать по-разному. Некоторые элементы, включающиеся попарно при синтезировании цифр, можно запараллелить и коммутировать всего лишь 13 элементов вместо 20 (рис. IV-18 и IV-19).

Таким же образом цифровой индикатор можно выполнить и на лампах накаливания или газоразрядных. Расположение ламп в индикаторе аналогично рассмотренному. Элементы синтезирующего индикатора могут изготавливаться из органического стекла с подсветкой элементов в торец или из отражающих пластин с непосредственной их подсветкой.

Девятиэлементный индикатор с непосредственной подсветкой элементов лампами накаливания показан на рис. IV-20. В изолированном основании 1 индикатора прорезаны пазы 2. В каждом пазу, образующем элементы индикатора, размещена лампа засветки 3 ($L_1—L_9$). С лицевой стороны пазы закрыты прозрачной пластиной 4 и экраном 5. Для повышения контрастности между экраном и пазами установлен цветной светофильтр. В основании индикатора кроме девяти элементов имеется знак запятой, засвечиваемый с помощью лампы L_{10} . Индикаторы с подсветкой пластин из органического стекла в торец позволяют получить большую яркость и контрастность изображаемых элементов, чем в предыдущем индикаторе, при одной и той же силе света лампы.

В последнее время появились индикаторы электрохимического типа (рис. IV-21). В них синтезирующие элементы 1 из специального металла выполняются аналогично рассмотренным. Они наклеиваются на изоляционную подложку 3, расположенную между графитовыми

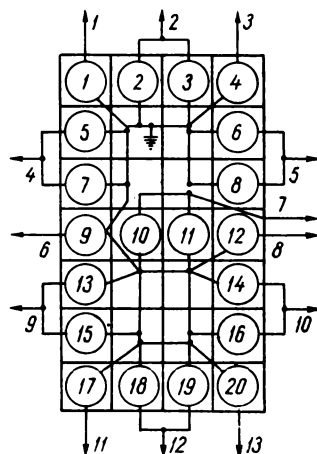


Рис. IV-18. Двадцатиэлементный индикатор из карбида кремния.

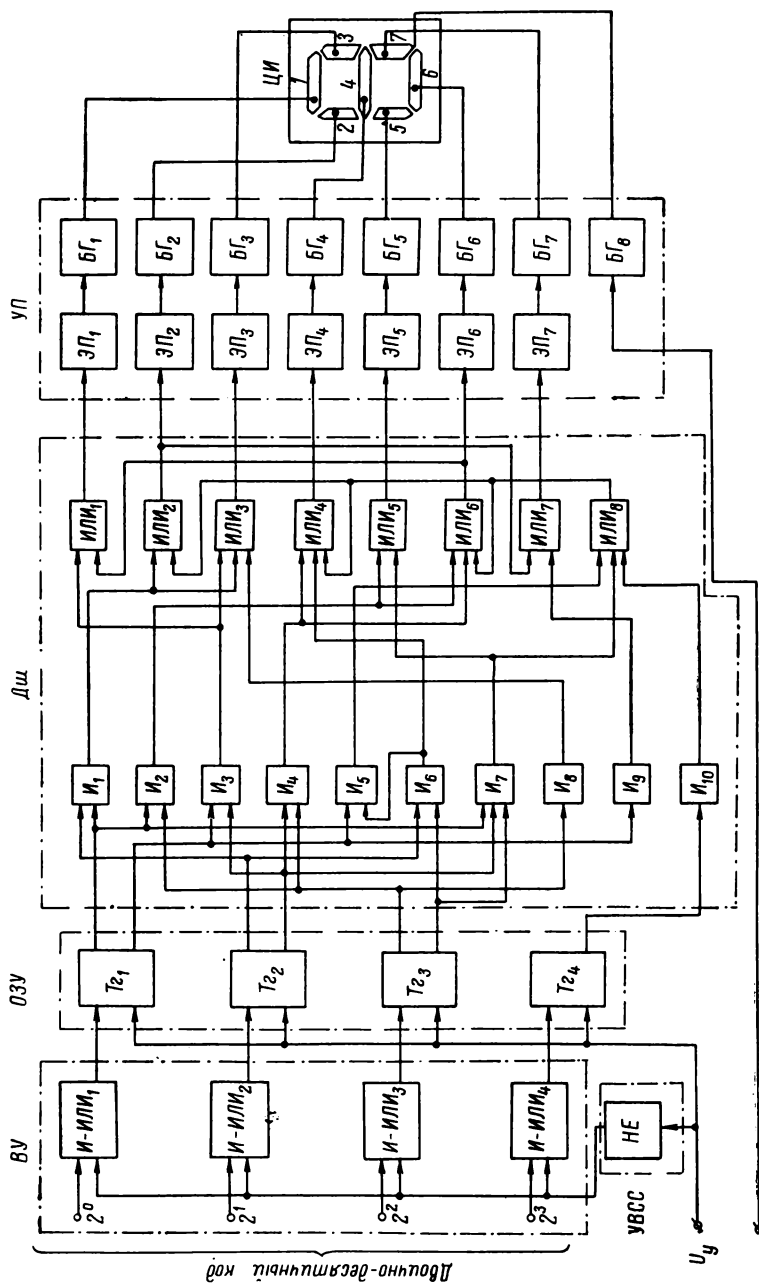


Рис. IV-22. Функциональная схема декады указателя с семиземлетным электролюминесцентным цифровым индикатором.

зажимам подключить на некоторое время источник тока обратной полярности. Таким образом, коммутируя элементы индикатора, можно синтезировать требуемые цифры. Испытание опытных образцов электрохимических индикаторов с высотой цифры 20 мм показали, что напряжение сигнала записи колеблется от 3 до 12 в. Знаки записываются сигналом отрицательной полярности, а снимаются сигналом положительной полярности. Длительность сигнала записи около 0,1—0,2 сек, а снятия — 0,4 сек. Увеличение длительности сигнала записи приводит к электролизу электролита и разогреву индикатора.

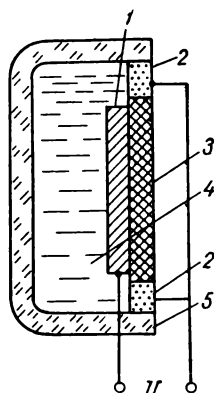
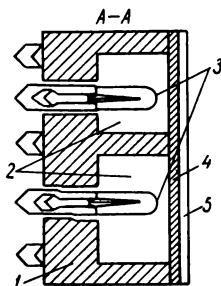
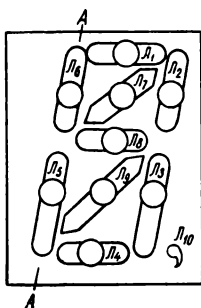


Рис. IV-20. Девятиэлементный индикатор с непосредственной подсветкой элементов лампочками накаливания.

Рис. IV-21. Электрохимический индикатор.

В качестве примера цифрового указателя синтезирующего типа рассмотрим электролюминесцентный указатель, функциональная схема которого показана на рис. IV-22. В нем ВУ, УВСС, ОЗУ выполнены аналогично рассмотренным для указателя проекционного типа (рис. IV-10) [Бутусов, Сиромеха, 1966]. Двоично-десятичный код с весами разрядов 8—4—2—1 преобразуется в код, необходимый для управления семизаэлементным индикатором «на зажигание», с помощью дешифратора, описываемого логическими уравнениями [Бутусов, Сиромеха, Косыненко, 1967]:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{I}_1 &= \mathcal{I}_8 + 2\mathcal{I}_1; & \mathcal{I}_5 &= \bar{4}\bar{1} + 42\bar{1}; \\
 \mathcal{I}_2 &= \bar{2}\bar{1} + a; & \mathcal{I}_6 &= \bar{4}\bar{1} + \bar{4}2 + a; \\
 \mathcal{I}_3 &= \bar{4} + \bar{2}\bar{1} + 2\mathcal{I}_1; & \mathcal{I}_7 &= \mathcal{I}_2 + 1, \\
 \mathcal{I}_4 &= \bar{4}2 + 4\bar{2} + a;
 \end{aligned}
 \tag{IV-2}$$

где $a = 4\bar{2}\bar{1} + 42\bar{1} + 8$; $\mathcal{I}_1 - \mathcal{I}_7$ — соответствующие элементы цифрового индикатора.

Дешифратор $Dш$, выполненный в соответствии с уравнениями (IV-2), содержит 10 логических элементов совпадения $И_1 - И_{10}$ и 8 элементов разделения $ИЛИ_1 - ИЛИ_8$, собранных на 10 сопровтивлениях и 38 диодах.

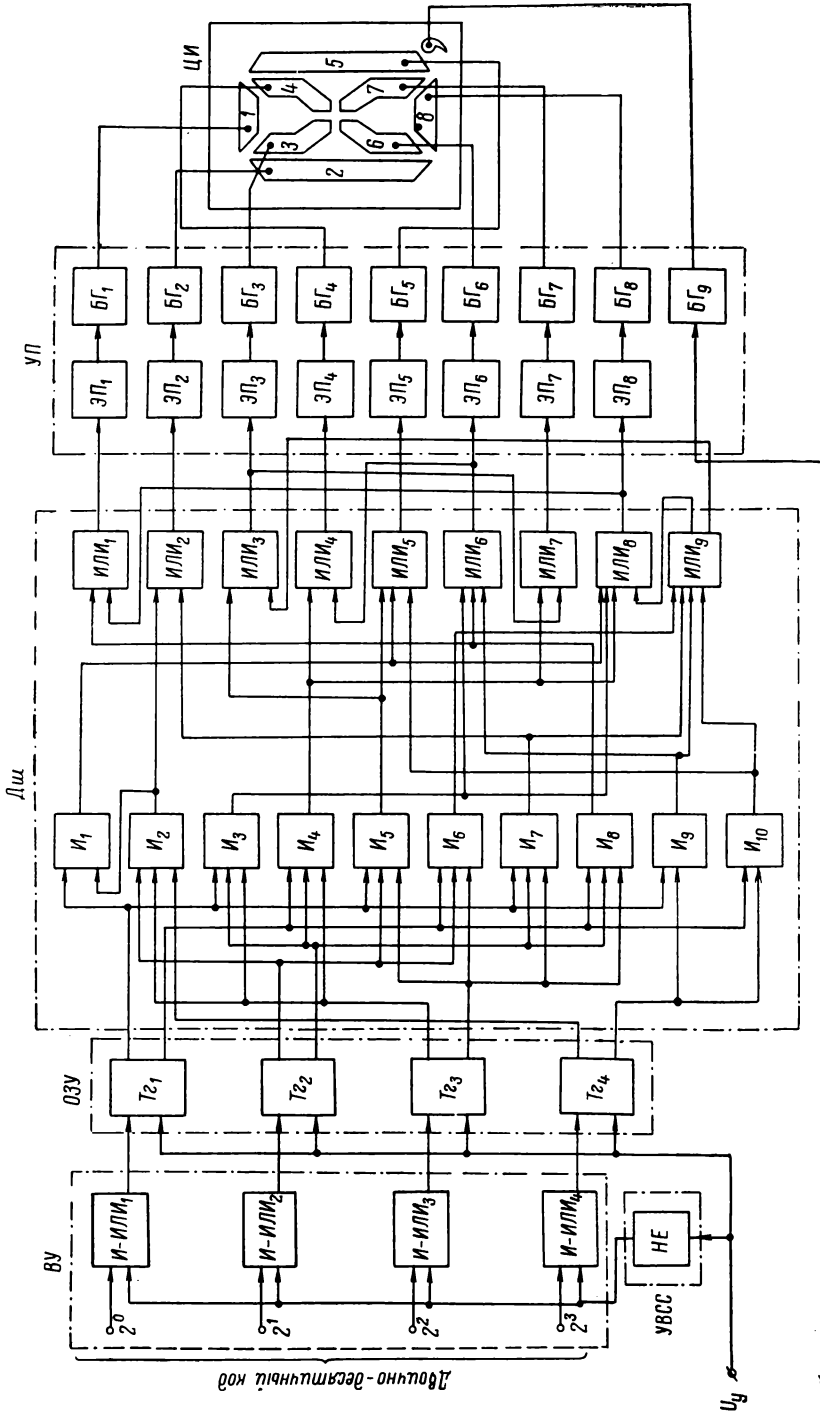


Рис. IV-23. Функциональная схема декады указателя с восьмиеlementным электролюминесцентным цифровым индикатором.

Устройство питания УП состоит из семи эмиттерных повторителей ЭП₁ — ЭП₇ и восьми блокинг-генераторов БГ₁ — БГ₈. Эмиттерные повторители служат для согласования выходов дешифратора со входами блокинг-генераторов, которые преобразуют постоянное напряжение величиной 12 в в переменное частотой около 35 кГц и амплитудой 200—220 в. Напряжение с выходных обмоток блокинг-генераторов прикладывается к соответствующим элементам цифрового индикатора ЦИ. Блокинг-генератор БГ₈ засвечивает запятую, отделяющую целую часть изображаемого числа от дробной.

С поступлением управляющего сигнала входной код записывается в ОЗУ, затем с помощью дешифратора преобразуется в код, управляющий блокинг-генераторами. Последние засвечивают элементы изображаемой цифры, соответствующей входному коду. Размеры декады указателя 45 × 120 × 220 мм. Изображения цифр 40 × 25 мм. Потребляемая мощность около 5 вт.

Аналогично построен цифровой указатель с восемью элементами ЦИ (рис. IV-23). Логические уравнения дешифратора этого указателя имеют вид [Бутусов, Сиромеха, Косяненко, 1967]:

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_1 &= \mathcal{D}_8 + 42\bar{1}; & \mathcal{D}_5 &= 84\bar{2}\bar{1} + \bar{4}2\bar{1} + \bar{8}1; \\ \mathcal{D}_2 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2} + 42\bar{1}; & \mathcal{D}_6 &= \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 42\bar{1} + 8\bar{1}; \\ \mathcal{D}_3 &= \bar{4}\bar{2}\bar{1} + a; & \mathcal{D}_7 &= \mathcal{D}_3 + \bar{4}\bar{2}\bar{1}; \\ \mathcal{D}_4 &= \mathcal{D}_6 + \bar{4}\bar{2}\bar{1}; & \mathcal{D}_8 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + a, \end{aligned} \quad (IV-3)$$

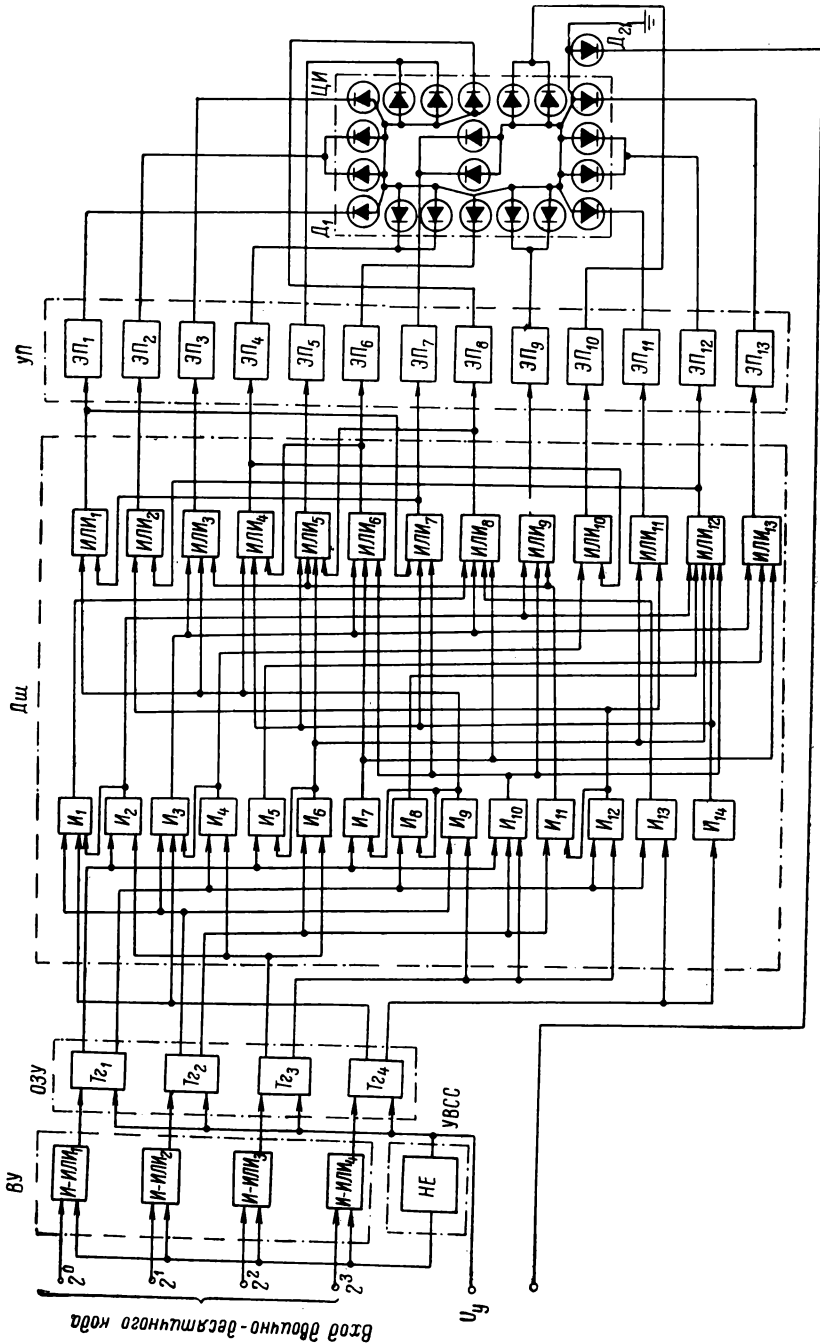
где $a = \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 42\bar{1} + 8\bar{1} + 8\bar{1}$.

В соответствии с уравнениями (IV-3) выполнен диодный дешифратор, состоящий из 10 элементов совпадения И₁ — И₁₀ и 9 элементов разделения ИЛИ₁ — ИЛИ₉, которые собраны на 10 сопротивлениях и 51 диоде. Технические характеристики указателя примерно такие же, как и у предыдущего.

Весьма перспективны указатели синтезирующего типа на низковольтных электролюминесцентных карбидокремниевых точечных индикаторах, функциональная схема которых показана на рис. IV-24. Указатель выполнен по типовой блок-схеме, в которой ВУ, УВСС и ОЗУ ничем не отличаются от предыдущих.

Логические уравнения дешифратора, преобразующего двоично-десятичный код в код управления тринадцатью элементами ЦИ, можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \mathcal{D}_1 &= \mathcal{D}_{11} + \bar{4}\bar{2}; & \mathcal{D}_8 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 8\bar{1}; \\ \mathcal{D}_2 &= \mathcal{D}_{12} + 4\bar{1}; & \mathcal{D}_9 &= 42\bar{1} + 42\bar{1} + \bar{4}\bar{1}; \\ \mathcal{D}_3 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2} + 4\bar{1}; & \mathcal{D}_{10} &= \mathcal{D}_4 + \bar{4}\bar{1}; \\ \mathcal{D}_4 &= \mathcal{D}_6 + \bar{4}\bar{2} + 8; & \mathcal{D}_{11} &= \bar{4}\bar{2} + 4\bar{1}; \\ \mathcal{D}_5 &= \mathcal{D}_8 + \bar{4}\bar{2} + 42\bar{1} + 8; & \mathcal{D}_{12} &= \bar{4}\bar{2} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 8 + \bar{4}\bar{1} + 42\bar{1}; \\ \mathcal{D}_6 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 42\bar{1}; & \mathcal{D}_{13} &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 42\bar{1}. \end{aligned} \quad (IV-4)$$



В соответствии с уравнениями (IV-4) построен матричный дешифратор, состоящий из 14 элементов совпадения $I_1 - I_{14}$ и 13 элементов разделения $ИЛИ_1 - ИЛИ_{13}$, выполненный на 14 сопротивлениях и 69 диодах.

Питающее устройство указателя представляет собой 13 эмиттерных повторителей $ЭП_1 - ЭП_{13}$, в эмиттерные цепи которых включены элементы $ЦИ$, состоящие из 20 электролюминесцентных индикаторов. Из них 14 объединены попарно, так как они при изображении цифр 0—9 всегда зажигаются вместе.

Указатели с точечными индикаторами из карбида кремния имеют большой срок службы, исчисляемый годами, малое потребление мощности (не более 1 *вт*) и надежно работают в широком температурном диапазоне.

Указатели синтезирующего типа могут быть выполнены также с цифровыми индикаторами на лампах накаливания, которые позволяют давать изображение цифр больших размеров, хорошо обзоримых с больших расстояний и при большой освещенности [Бутусов, 1966б; Бутусов, Сиромеха, Косяненко, 1967].

Цифровой индикатор указателя аналогично предыдущему выполнен на 20 лампах накаливания МН-18, образующих матрицу в виде цифры 8 (рис. IV-25). Лампы $ЦИ$ включены в коллекторные цепи усилителей $У_1 - У_{13}$ питающего устройства.

Лампы зажигаются с помощью дешифратора, описываемого логическими уравнениями:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{D}_1 &= \mathcal{D}_{11} + \bar{4}\bar{2}\bar{1}; & \mathcal{D}_8 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{8}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1}; \\
 \mathcal{D}_2 &= \mathcal{D}_{12} + 421 + 421; & \mathcal{D}_9 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 421 + 421 + 8\bar{1}; \\
 \mathcal{D}_3 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 4\bar{2}\bar{1}; & \mathcal{D}_{10} &= \mathcal{D}_4 + \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1}; \\
 \mathcal{D}_4 &= \mathcal{D}_6 + 4\bar{2}\bar{1} + 8\bar{1} + 8\bar{1}; & \mathcal{D}_{11} &= \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 421; & (IV-5) \\
 \mathcal{D}_5 &= \mathcal{D}_8 + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + & \mathcal{D}_{12} &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \\
 & + 421 + 8\bar{1}; & & + 8\bar{1} + 8\bar{1}; \\
 \mathcal{D}_6 &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + 4\bar{2}\bar{1}; & \mathcal{D}_{13} &= \bar{8}\bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1} + \bar{4}\bar{2}\bar{1}. \\
 \mathcal{D}_7 &= \mathcal{D}_1 + 4\bar{2}\bar{1} + 8\bar{1} + 8\bar{1};
 \end{aligned}$$

В соответствии с этими уравнениями построен дешифратор, состоящий из 10 элементов совпадения $I_1 - I_{10}$ и 13 элементов разделения $ИЛИ_1 - ИЛИ_{13}$, выполненных на 10 сопротивлениях и 80 диодах. В остальном указатель ничем не отличается от предыдущего.

Цифровой указатель нормально работает в промышленных условиях при температуре окружающей среды от -30 до $+50^\circ \text{C}$ и относительной влажности от 30 до 95%. Размеры изображаемых цифр 100×60 мм. Потребляемая мощность не превышает 25 *вт*. Размеры указателя $64 \times 120 \times 220$ мм.

Преимуществами цифровых указателей с электролюминесцентными индикаторами являются большое быстродействие, четкое изображение цифр в одной плоскости и на одном уровне, хорошая видимость цифр на большом расстоянии и под большим углом зрения, небольшие размеры, малое потребление мощности, большая механическая и вибро-тряскоустойчивость.

§ IV-12. Цифровые указатели на электроннолучевых трубках

За последние годы для индикации выходной информации ИИС и выходных данных цифровых вычислительных машин (ЦВМ) широкое применение получили индикаторные устройства на ЭЛТ. Это объясняется рядом достоинств, присущих ЭЛТ: универсальностью (изображением на экране трубки как геометрических символов, так и знаков), малой инерционностью, а также возможностью использования различных способов формирования символов, получения яркого и цветного изображения геометрических символов и знаков, одновременного изображения на одном экране трубки большого количества знаков, получения изображений знаков на экране различных размеров, преобразования двоичного кода в десятичный непосредственно в трубке и др.

Для индикаторных устройств используются обычно электроннолучевые и телевизионные трубки, а также специальные знаковые ЭЛТ. Символы на экране ЭЛТ могут воспроизводиться мозаичным способом в виде точек, способом развертки, с помощью фигур Лиссажу и телевизионным способом. Знаки на экране трубки при точечном формировании изображаются светящимися точками, расположенными по строкам и столбцам, на которые разделяется прямоугольный кадр. Количество светящихся точек, необходимое для изображения знака, выбирается в соответствии с требованиями максимального приближения начертания знаков к стандартному, по которому толщина контурных линий знака равна $\frac{1}{8}$ его высоты, а ширина наиболее широких знаков — их высоте. Поэтому для воспроизведения знаков используются восемь дискретных перемещений по горизонтали и столько же по вертикали с шагом перемещения, равным диаметру светящейся точки.

Наиболее простым способом изображения знаков на экране ЭЛТ является формирование символов с помощью ферритовой матрицы, путем опроса которой можно получить знак любой конфигурации. При последовательном опросе сердечников матрицы импульс тока считывания возникает на выходе только тех из них, на обмотки которых подан ток смещения. Синхронно с опросом ферритовой матрицы на экране ЭЛТ образуется растр в виде отдельных точек. Если модулировать луч ЭЛТ сигналом считывания с выхода матрицы, то на экране трубки появится точечное изображение контура выбранного символа. Местоположение знака на экране задается с помощью специального устройства определения координат.

Устройство (рис. IV-26) [Зинченко, 1962] состоит из ферритовой матрицы ΦM , генератора тактовых импульсов $ГТИ$, координатных счетчиков $Сч_x$ и $Сч_y$, счетчиков сдвига $Сч'_x$ и $Сч'_y$ с дешифраторами $Дш_x$ и $Дш_y$, входного регистра $Рг$ с дешифратором $Дш$, усилителей записи $УЗп$ и считывания $УС$.

Изображаемый знак в виде двоично-десятичного кода поступает на вход регистра $Рг$, в котором он хранится до поступления следующего кода знака, причем перед подачей кода регистр устанавливается в состояние 0 с помощью сигнала сброса $У_{сб}$. В зависимости от входного кода на соответствующей шине логического элемента $Сп$ дешифратора $Дш$ возникает сигнал, который усиливается в $УЗп$ и поступает на специальную обмотку, пронизывающую сердечник ферритовой матрицы по контуру нужного знака, в результате чего избранные сердечники перемагничиваются. Таким образом запоминается выбранный знак в ферритовой матрице.

Матрица содержит 48 ферритов ВТ-5 размером $3 \times 2 \times 1$ мм. С помощью $ГТИ$, состоящего из мультивибратора $Мв$ и усилителя-формирователя $УФ$, координатных счетчиков $Сч_x$ и $Сч_y$ и дешифраторов $Дш_x$ и $Дш_y$ последовательно опрашиваются ферритовые сердечники матрицы. Счетчик $Сч_x$ совместно с $Дш_x$ в свою очередь последовательно опрашивает сердечники, а счетчик $Сч_y$, который запускается импульсом переноса счетчика, совместно с $Дш_y$ переключает строки. При опросе матрицы на выходе обмотки считывания выдаются импульсы тока только от тех сердечников, которые к данному моменту времени были предварительно перемагничены.

Счетчики $Сч_x$ и $Сч_y$ используются также и для создания синхронного раstra на экране ЭЛТ. Для этого горизонтальные и вертикальные усилители отклоняющих пластин трубки соединяются через «весовые» сопротивления $R_1—R_6$ с соответствующими выходами триггеров $Тг$ счетчиков $Сч_x$ и $Сч_y$. С поступлением импульсов от $ГТИ$ на вход $Сч_x$ в точке соединения «весовых» сопротивлений R_1, R_2, R_3 напряжение увеличивается на величину ΔU от каждого импульса генератора. В результате этого на горизонтальные пластины трубки подается напряжение строчной развертки в виде восьми ступенек. Аналогично создается напряжение кадровой развертки с помощью счетчика $Сч_y$ и «весовых» сопротивлений $R_4—R_6$.

В результате одновременного воздействия строчной и кадровой разверток на отклоняющие пластины ЭЛТ на экране ее образуется растр в виде отдельных точек. Одновременно с этим на электрод модуляции $ЭМ$ яркости ЭЛТ через усилитель считывания $УС$ поступают импульсы тока считывания, возникающие при опросе ферритовой матрицы. Если трубка была предварительно закрыта, то на ее экране будут светиться только те точки раstra, которые по расположению соответствуют перемагниченным сердечникам матрицы.

Место расположения знаков на экране ЭЛТ определяется с помощью счетчика сдвига $Сч'_x$ по оси x с «весовыми» сопротивлениями $R_7—R_9$, а формирование кадра из нескольких строк осуществляется

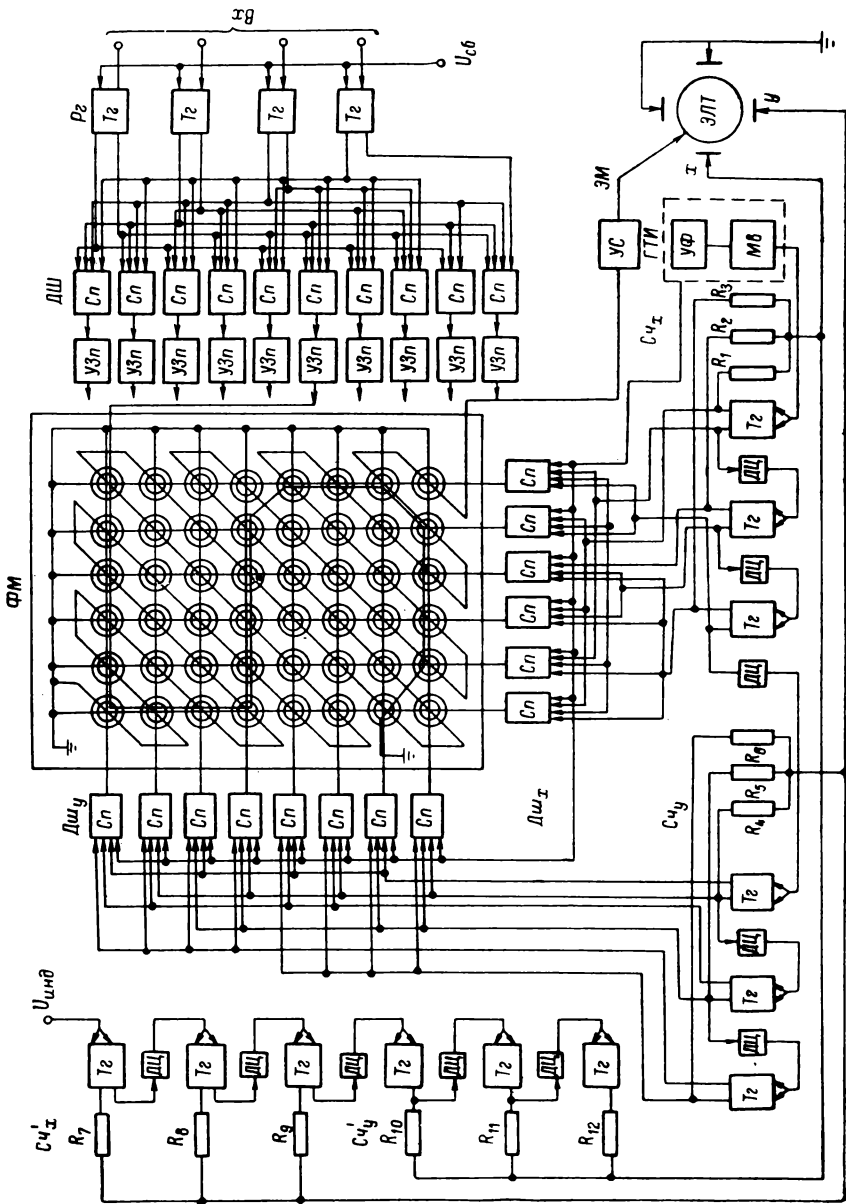


Рис. IV-26. Функциональная схема индикаторного устройства на ЗДТ.

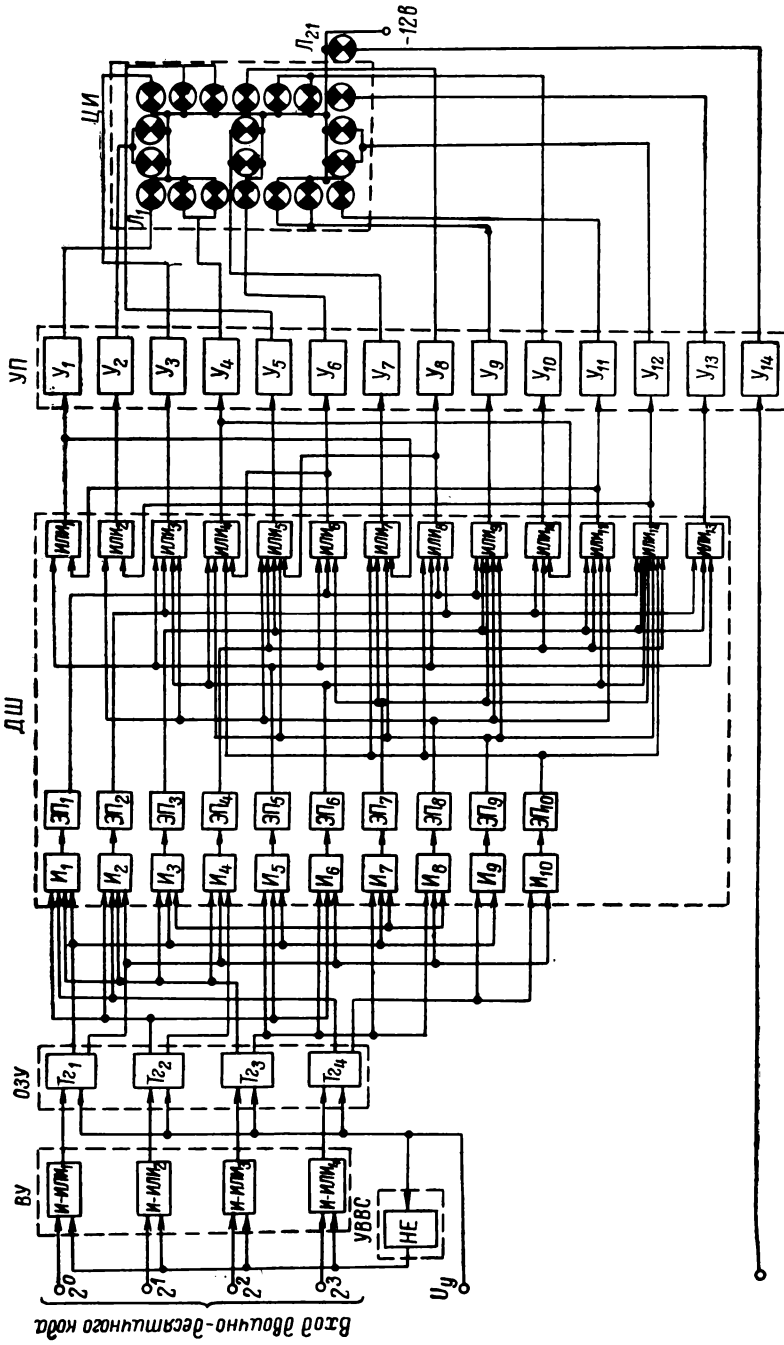


Рис. IV-25. Функциональная схема декады указатели с цифровым индикатором на лампах накаливания.

выбираемого знака. Под действием потенциалов электронный луч направляется в заданное место матрицы, где находится отверстие соответствующего знака. Луч, поперечное сечение которого сформировано в виде одного из 64 знаков матрицы, корректируется и фиксируется тремя катушками электронно-магнитной системы. Затем он проходит мимо отклоняющих горизонтальных и вертикальных пластин, которые снова возвращают его на оптический центр трубки, и направляется в заданную часть экрана с магнитной отклоняющей системой. С помощью анода луч ускоряется и попадает на экран в виде знака высотой 2,5—3,5 мм. Блок-схема управления знаковой трубкой в случае ее включения на выходе цифровой информационной или управляющей машины показана на рис. IV-27, б.

На вход коммутатора схемы управления поступают двоичный код, определяющий место знака в матрице и положение его на экране трубки, а также управляющие сигналы, обеспечивающие коммутацию отдельных узлов схемы управления.

Коды, определяющие положение знака на экране трубки, с выхода коммутатора 1 и 2 записываются в соответствующие регистры вертикального P_{z_y} и горизонтального P_{z_x} отклонений. Затем они в преобразователях кода $ПК_y$ и $ПК_x$ положения знака на экране преобразуются в цифровые значения токов, которые проходят усилители $У_x$ и $У_y$ и поступают в отклоняющую магнитную систему $ОМС$, устанавливая луч в заданное место на экране; при этом трубка закрыта.

Коды знаков с выхода коммутатора 3 и 4 записываются в регистры выбора знаков матрицы $P_{z_{zn}}$, а затем в преобразователях $ПК_x$ кода и $ПК_y$ выбора знаков матрицы преобразуются в непрерывные сигналы, которые через выходные усилители $У_x$ и $У_y$ подаются на пластины $П_{zn}$ отклоняющей магнитной системы $ОМС$ и выбирают тот или иной знак на матрице. Одновременно с этим по специальному сигналу, поступающему на коммутатор вместе с кодом знака матрицы, срабатывает устройство формирования импульса подсвета $УФ$, выходной сигнал которого подается на устройство управления лучом $УУ$. Этот же сигнал с помощью устройства сдвига $Ус$ задает соответствующие приращения токов в катушках вертикального и горизонтального отклонений, с тем чтобы каждый последующий знак был сдвинут относительно предыдущего на определенный интервал. Характеристика позволяет осуществлять индикацию со скоростью до 20 000 знаков в секунду.

с помощью счетчика сдвига $Cч'_y$ с «весовыми» сопротивлениями R_{10} — R_{12} . Счетчик $Cч'_x$ изменяет свое состояние с приходом на его вход сигнала $U_{инд}$, который формируется одновременно с поступлением новой информации во входной регистр R_2 . Импульсы переноса счетчика $Cч'_x$, проходящие через дифференцирующую цепочку $ДЦ$, служат управляющими импульсами счетчика $Cч_y$.

Кадр из символов формируется аналогично формированию раstra из точек. Суммарные напряжения разверток подаются соответственно на горизонтальные x и вертикальные y отклоняющие пластины ЭЛТ. Дешифраторы $Дш_x$ и $Дш_y$ опрашиваются тактовыми импульсами, поступающими с выхода $УФ$ генератора тактовых импульсов.

Устройство обеспечивает скорость индикации до 2000 знаков в секунду при частоте тактовых импульсов $ГТИ$ 100 кГц. Скорость индикации может быть увеличена повышением скорости работы счетчиков дешифратора и усилителя считывания. Для длительного запоминания информации используются ЭЛТ «с темновой записью», в которых записанная информация может долго храниться, а также фотографироваться на пленку или фотобумагу.

ЭЛТ, снабженная матрицей с отверстиями в виде знаков, называется знаковой. В зависимости от расположения матрицы относительно электродов трубки, способа управления электронным лучом, времени воспроизведения знака такие трубки разделяются на несколько типов: характрон, тайпотрон, композитрон, принтоскоп и др.

ЭЛТ с внутренней знаковой матрицей — характрон (рис. IV-27, а) — воспроизводит на экране 64 цифровых и буквенных знака и состоит из катода 1, модулятора 2, электронного прожектора 3, отклоняющих пластин 4, вертикального y и горизонтального x лучей, знаковой матрицы 5, корректирующих 6 и фокусирующей 7 катушек, отклоняющих пластин 8 возврата луча в центр экрана, отклоняющей магнитной системы выбора адреса 9 и анода 10.

Поток электронов с катода проходит через модулятор и поступает в электронный прожектор, который формирует электронный луч определенных размеров и конфигурации. Из прожектора электронный луч проходит мимо отклоняющих вертикальных и горизонтальных пластин, на которые подается потенциал в соответствии с кодом

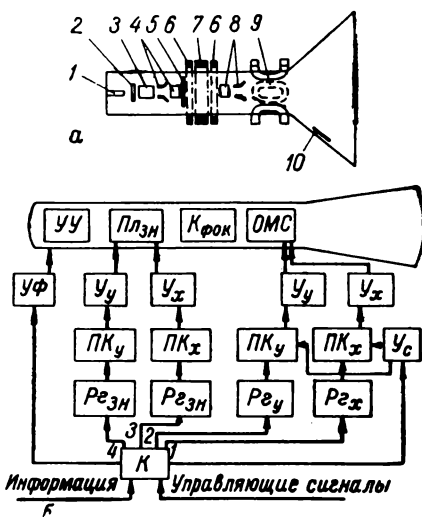


Рис. IV-27. Знаковая ЭЛТ типа характрон.
а — схема; б — блок-схема управления.

ГЛАВА V

РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

§ V-1. Назначение и классификация

Регистрирующие устройства в системах автоматического измерения, контроля и управления применяются для регистрации выходной информации, характеризующей состояние контролируемого объекта. Они позволяют длительное время хранить информацию и многократно обращаться к ней для последующей ее обработки или более глубокого ее анализа.

Выходная информация может регистрироваться в аналоговой или дискретной форме. В соответствии с этим регистрирующие устройства можно разделить на аналоговые и дискретные. Аналоговые регистрирующие устройства обычно применяются для записи одного или нескольких параметров, изменение которых желательно контролировать непрерывно, например в случае выхода параметра за предельные значения или при необходимости получения графика изменения одного параметра в зависимости от другого. Результаты аналоговой регистрации используются в качестве отчетной или контрольной документации, а в некоторых случаях по результатам регистрации регулирующие устройства настраиваются на заданный режим регулирования или управления процессом.

По принципу действия аналоговые регистрирующие устройства разделяются на четыре группы (см. схему). Механические устройства в зависимости от способа нанесения информации на носитель разделяются на пишущие и печатающие. В первых информация наносится с помощью чернильных перьев, шариковых ручек, графитовых карандашей, царапающих или режущих органов, а во вторых — путем печатания знаковых символов (точек, крестиков или треугольников) через посредника в виде красящей ленты, бумаги или элемента, с помощью которого на регистрирующий орган переносится краситель. Печатающие органы значительно сложнее пишущих, поэтому они применяются главным образом при многоточечной регистрации. В этом случае можно один параметр отделить от другого путем применения различных красок или знаковых символов.

Электрографические регистрирующие устройства в зависимости от используемых физических явлений разделяются на четыре группы.

Схема классификации аналоговых регистрирующих устройств

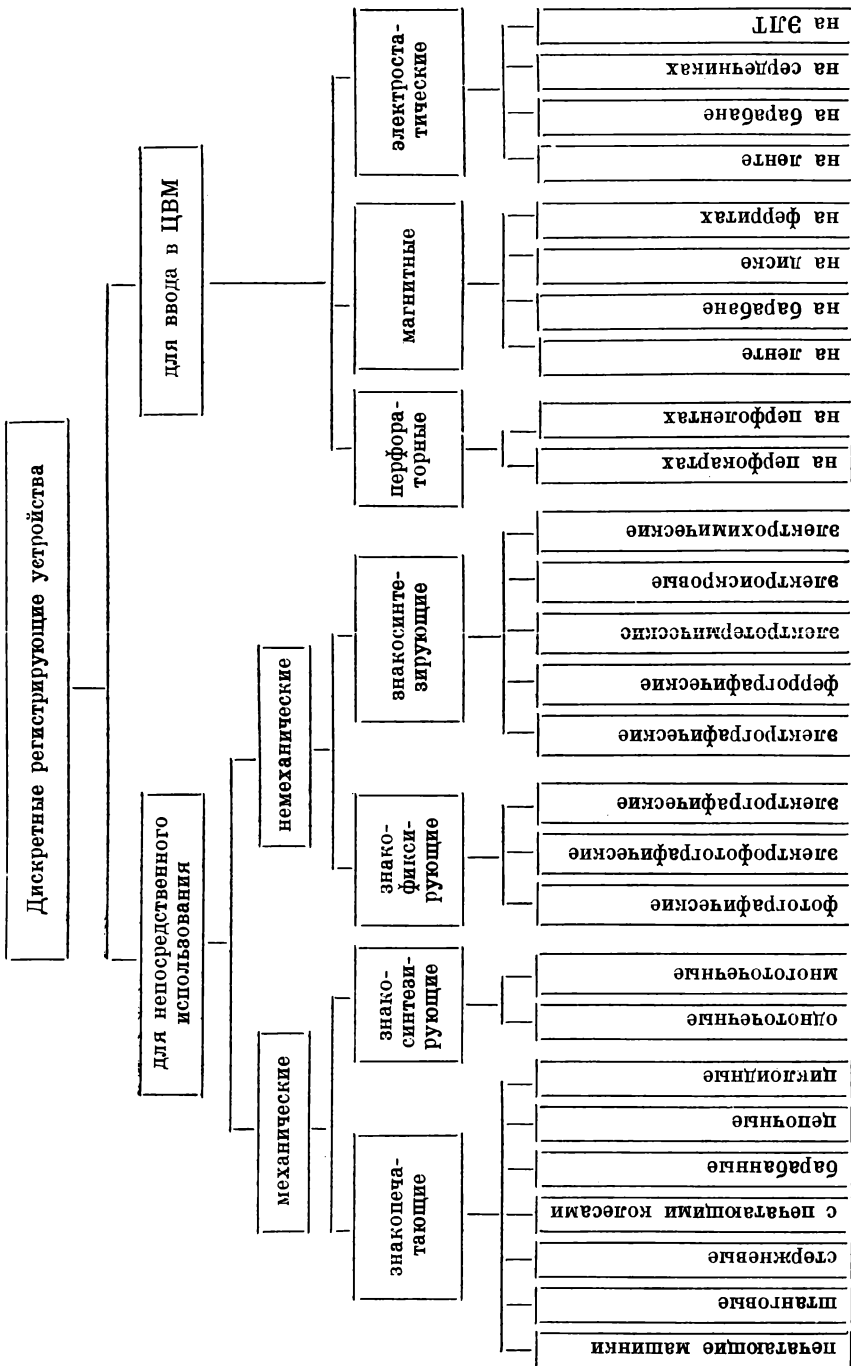


В электротермических устройствах информация регистрируется на специальной углеродной бумаге, покрытой электрочувствительной пленкой. Под тепловым действием электрического тока пленка сгорает, оставляя темный след на бумаге. В электроискровых устройствах информация наносится на специальную электротермическую бумагу пробивкой ее или под действием ожогов от искрового разряда между двумя электродами. В электрохимических устройствах информация регистрируется на бумаге, пропитанной специальным электролитом, который под действием электрического тока вступает в цветную химическую реакцию, оставляя на бумаге ярко окрашенный след. В электростатических устройствах информация регистрируется на диэлектрических носителях путем нанесения или снятия зарядов с предварительно заряженного носителя.

Светографические устройства, применяемые главным образом для регистрации быстро протекающих процессов, по способу записи информации на носитель можно разделить на светолучевые и электроннолучевые. В первых информация наносится на светочувствительную бумагу или пленку с помощью светового луча, а во вторых — путем воздействия на светочувствительный носитель непосредственно электронным лучом или через люминесцирующий экран.

К магнитографическим, нашедшим практическое применение, относятся электромагнитные и феррографические устройства, в которых информация регистрируется на ферромагнитном носителе с помощью электромагнитной записывающей головки. В феррогра-

Схема классификации дискретных регистрирующих устройств



фических устройствах записанная на носитель информация в виде невидимого изображения проявляется специальным проявляющим порошком.

Классификация дискретных регистрирующих устройств приведена на схеме. В зависимости от назначения их можно разделить на регистрирующие устройства для непосредственного использования информации и для ввода ее в цифровую вычислительную машину (ЦВМ) при дальнейшей ее обработке. Первые по принципу регистрации могут быть разбиты на механические и немеханические.

В механических устройствах информация наносится путем механического воздействия регистрирующего органа на носитель. В знакопечатающих устройствах имеется набор готовых знаков, а в знаковосинтезирующих знаки образуются в процессе регистрации из отдельных элементов.

Немеханические регистрирующие устройства можно разделить на две группы. В знакофиксирующих устройствах информация регистрируется за счет переноса на носитель тем или иным способом уже готовых знаков, а в знаковосинтезирующих они синтезируются из отдельных элементов.

Регистрирующие устройства, используемые для ввода информации в ЦВМ, можно разбить на три большие группы. Перфораторные устройства в зависимости от вида носителя информации изготавливаются с регистрацией на перфокартах и перфолентах. Аналогично и магнитные регистрирующие устройства можно выполнить на ленте, барабане, диске и ферритах. В электростатических устройствах в качестве носителя информации используются электростатические ленты, диэлектрические барабаны, электростатические серечники с прямоугольной петлей гистерезиса и электростатические электронолучевые трубки.

§ V-2. Основные характеристики

Регистрирующие устройства, используемые в качестве выходных устройств измерительных информационных и управляющих систем, во многом определяют характеристики системы в целом. К этим характеристикам следует отнести быстродействие, емкость, длительность хранения информации, время выборки и скорость считывания информации, возможность многократного стирания и записи новой информации, срок службы, надежность, универсальность и технологичность конструкции, чувствительность, погрешность регистрации и потребляемую мощность.

Быстродействие, определяющее скорость вывода информации из ИИС, в настоящее время является одним из факторов, ограничивающим быстродействие системы в целом. Для повышения быстродействия регистрации до десятков тысяч знаков в секунду перспективны электрофото-, электро- и магнитографические регистрирующие устройства, которые в последнее время находят широкое применение в измерительных информационных и управляющих системах.

Емкость регистрирующего устройства определяет количество информации, которое может быть записано. Кроме того, с емкостью связано также количество параметров, которое может регистрироваться на носителе, и время непрерывной работы устройства без замены носителя.

Как правило, записанная информация должна длительное время сохраняться без дополнительной затраты энергии, т. е. при выключенном питании.

Регистрирующие устройства должны позволять производить выборку требуемой информации и считывание без ее разрушения. Причем время выборки и считывания информации должно быть минимальным. Эти характеристики имеют существенное значение для регистрирующих устройств, используемых в качестве входных устройств ЦВМ.

В регистрирующих устройствах многократного действия носитель должен допускать стирание старой информации и запись новой.

Регистрирующие устройства в целом и их элементы должны иметь длительный срок службы, определяемый сроком службы всей системы, и быть надежными в работе. По надежности предпочтение следует отдать немеханическим регистрирующим устройствам.

Регистрирующие устройства должны обладать универсальностью, т. е. возможностью работы с различными системами и в различных режимах. Эти условия легче удовлетворяются при агрегатно-блочном принципе построения устройства. Конструкция регистрирующего устройства должна допускать массовое производство с применением прогрессивной технологии, должна быть экономичной в производстве.

Регистрирующие устройства должны обладать высокой чувствительностью, определяемой обратной величиной энергии, затрачиваемой для получения на единице площади носителя следа определенной интенсивности или контрастности.

Погрешность регистрации должна быть по возможности минимальной. Величина ее существенно зависит от способа регистрации и конструкции регистрирующего органа. Потребляемая мощность регистрирующего устройства должна быть минимальной.

§ V-3. Аналоговые механические устройства

В аналоговых механических регистрирующих устройствах информация записывается на носитель в форме видимых геометрических символов, выражающих значения регистрируемых величин в прямоугольной или полярной системе координат. Символы наносятся с помощью пишущего или печатающего регистрирующего органа. В качестве носителя информации обычно используются различные сорта бумаги, а наносятся на нее в виде геометрических символов чернила, краски и графит. Наиболее распространена регистрация чернилами, печатанием и значительно реже снятием слоя вещества, наносимого на бумагу.

Как правило, аналоговые механические регистрирующие устройства выполняются совместно с измерительным прибором. Энергия, необходимая для перемещения регистрирующего органа, получается либо непосредственно от измерительной цепи прибора, либо от вспомогательных источников, управляемых от измерительных цепей.

В механических устройствах с перемещением регистрирующего органа применяются методы прямого, следящего и развертывающего преобразования. В первом случае механическое перемещение происходит за счет энергии, действующей на входе измерительного преобразователя, а во втором — с помощью вспомогательных двигателей, управляемых энергией измерительных цепей. В третьем случае применяются неуправляемые двигатели и релейные преобразователи, отмечающие значения величины в процессе движения регистрирующего органа.

Для перемещения носителя обычно применяются специальные механизмы с приводом от синхронного двигателя или от часового механизма. От этого же механизма приводится в действие печатающий регистрирующий орган, наносится краситель на него или перемещается посредник в виде красящей ленты. Рассматриваемые регистрирующие устройства нашли применение в автоматических регистрирующих гальванометрах, потенциометрах, мостах и других автоматических приборах, описание которых можно найти в литературе [Орнатский, 1965; Темников, 1960]. Эти приборы выпускаются как одно-, так и многоканальными. К недостаткам их относятся малое быстродействие, поэтому они применяются главным образом для регистрации медленно изменяющихся процессов, таких как теплоэнергетические.

§ V-4. Аналоговые электрографические устройства

Принцип действия электрографических регистрирующих устройств основан на изменении состояния вещества носителя под действием электрического тока. К ним относятся электротермические устройства, в которых в качестве носителя применяется специальная электротермическая бумага. Основной слой этой бумаги представляет собой предельно насыщенную углеродом бумажную массу. Лицевая сторона, на которой производится регистрация, покрыта тонкой пленкой раствора сернистого цинка, а обратная, соприкасающаяся с металлической подложкой (электродом) регистрирующего органа, — тонкой пленкой порошкообразного алюминия. Сернистый цинк служит электрочувствительной частью, которая выгорает под тепловым действием тока и обнажает черную поверхность углеродистого слоя. Последний обеспечивает достаточную механическую прочность бумаги и хорошую электропроводность, а алюминиевая пленка дает хороший контакт бумаги с электродом регистрирующего органа. Второй электрод регистрирующего органа выполняется в виде иглы из вольфрамовой или платино-иридиевой проволоки диаметром 0,3 мм.

Напряжение электрического тока, прикладываемое к электродам, может быть как постоянным, так и переменным. Наилучший режим регистрации получается при питании электродов импульсным или переменным током. При длительности импульсов 100 мксек и давлении электрода на носитель около $5 \cdot 10^{-2} \text{ н}$ для четкой фиксации точек необходима мощность примерно 100 вт . Электротермический способ допускает скорости регистрации до $10\,000 \text{ мм/сек}$ или 1 м/сек . С увеличением скорости регистрации необходимо повышать рабочее напряжение на электродах, чтобы сохранить требуемые для экспозиции энергетические соотношения.

К положительным свойствам электротермического способа регистрации следует отнести простоту конструкции, малый вес и небольшую инерционность регистрирующего органа, к отрицательным — выделение дыма в момент регистрации и несколько повышенную стоимость электротермической бумаги по сравнению с обычной.

При электроискровом способе регистрации в качестве носителя применяется либо обычная тонкая бумага, либо металлизированная. Последняя получается нанесением на плотную гладкую бумагу слоя цинка или кадмия толщиной $0,012\text{—}0,06 \text{ мкм}$ методом испарения металла в вакууме. Регистрирующий орган в случае пробивки искрой бумаги, расположенной между двумя электродами, выполняется аналогично предыдущему.

Для регистрации необходимо к электродам подводить высокое напряжение (несколько тысяч вольт), что является основным недостатком этого способа.

В электрохимическом регистрирующем устройстве информация наносится на бумагу, пропитанную электролитом. Регистрирующий орган выполняется в виде двух металлических электродов, один из которых имеет вид стержня, а второй — вид плоской подложки или барабана. К электродам подводится постоянное или переменное напряжение. Электрический ток, проходя между электродами через слой бумаги, вызывает электролиз электролита и цветную химическую реакцию, в результате которой на бумаге остается ярко окрашенный след.

В процессе регистрации бумага должна непрерывно увлажняться, что является основным недостатком этого метода регистрации. Кроме того, электрохимический способ регистрации обладает значительной инерционностью. Скорость регистрации не превышает 200 мм/сек при непрерывной регистрации и 100 мм/сек при импульсной.

Аналоговые электрографические регистрирующие устройства, изобретенные много лет назад, в измерительных информационных и управляющих системах широкого применения пока не получили.

§ V-5. Аналоговые светографические устройства

Светографические регистрирующие устройства широко применяются для регистрации всевозможных быстро изменяющихся величин. Они характеризуются широким диапазоном регистрируемых

частот (от единиц до сотен тысяч герц), высоким качеством получаемых записей, относительно простой конструкцией и эксплуатацией приборов, возможностью регистрации в любой символике и возможностью применения шкалы цветов для различения дополнительных факторов.

В качестве носителей используется бумага или пленка, покрытая светочувствительным слоем. Материалами светочувствительного слоя могут служить бромистое, йодистое и хлористое серебро, окись железа, хромовокислые и diaзониевые соли и др. Большинство из этих покрытий требует проявления и закрепления. Однако имеются фотоматериалы, которые не требуют проявления и позволяют работать при дневном свете (фотобумага УФ и другие, чувствительные к ультрафиолетовому свету). В качестве осветителей при регистрации на такой бумаге используются источники ультрафиолетового излучения в виде ртутных ламп высокого давления.

В качестве носителя может быть использована также бумага, покрытая слоем окиси цинка или селена. Перед регистрацией эта бумага заряжается отрицательным потенциалом до 500 в с помощью коронирующих электродов. В точках сканирования луча под воздействием его на бумагу заряд полностью исчезает. Таким образом, на бумаге остается рельефное невидимое электрическое изображение следа луча. Скрытое изображение может проявляться либо сухим способом, путем опыления сухим порошком, заряженным положительно, либо мокрым способом, путем смачивания носителя раствором типографской краски в бензине. Этот способ регистрации обычно называют ксерографическим. Разрешающая способность такого метода регистрации 20—40 линий на 1 мм.

Качество следа на носителе обычно оценивается относительной или разностной оптической плотностью. Мерой оптической плотности D служит логарифм отношения падающего на участок носителя светового потока F_0 к отраженной его части $F_{\text{отр}}$ или к разности между падающим и отраженным потоком $F_0 - F_{\text{отр}}$:

$$D = \lg \frac{F_0}{F_{\text{отр}}} \quad \text{или} \quad D = \lg \frac{F_0}{F_0 - F_{\text{отр}}}.$$

В светолучевых устройствах при записи информации геометрическими символами регистрация может выполняться путем перемещения тем или иным способом точки света по светочувствительной поверхности носителя, а при записи информации физическими символами по шкале интенсивности луча — путем регулирования силы света источника. Тот же эффект изменения интенсивности луча можно получить с помощью модуляции света при неизменной силе источника света. Объединение всех трех способов в одном устройстве позволяет изменять интенсивность луча, его спектральный состав и положение. Добавляя движение луча вдоль второй оси носителя, можно получить регистрирующее устройство с четырьмя «степенями свободы».

В качестве источников света применяются газоразрядные точечные лампы МТ-1, кинопроекторные лампы накаливания, ртутные

Отечественной промышленностью выпускаются портативные многоканальные осциллографы К-12-21 и Н-700 с приставкой. В них использованы миниатюрные рамочные гальванометры с электромагнитным и жидкостным успокоителем, группируемые в блоки с общими постоянными магнитами. Благодаря этому значительно уменьшены вес и размеры осциллографов. В них применены лентопротяжные механизмы с кассетами различной емкости, устанавливаемыми с внешней стороны корпуса прибора.

Схема электрографической приставки ЭПО-1 осциллографа Н-700 показана на рис. V-2 [Орнатский, 1965]. Приставка позволяет одновременно регистрировать до 7 процессов, изменяющихся с частотой

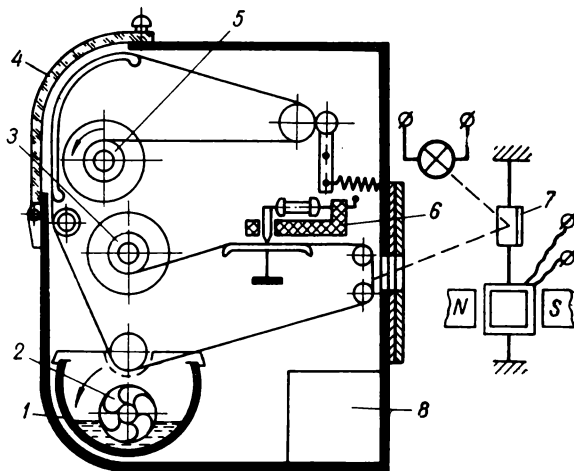


Рис. V-2. Схема электрографической приставки ЭПО-1 осциллографа Н-700.

до 50 гц и амплитудой до 25 мм. Информация регистрируется на полупроводниковой бумажной ленте шириной 120 мм. Скорость движения ленты может быть установлена 1,4 и 16 см/сек. Проявление производится жидкостным способом. Приставка работает следующим образом. Лента сматывается с рулона 3, заряжается электризатором 6, подключенным к высоковольтному генератору 8. Луч, отраженный от зеркала 7 гальванометра осциллографа, проходит через щель приставки и образует на ленте скрытое электростатическое изображение. Затем бумага протягивается над ванночкой 1 с жидким проявителем, который набрасывается на бумагу валиком 2, и скрытое изображение проявляется. При дальнейшем перемещении ленты изображение высыхает и в момент прохождения его мимо смотрового окна 4 становится совершенно сухим. Затем лента, огибая ведущий валик, наматывается на приемную катушку 5.

В электроннолучевых регистрирующих устройствах в качестве регистрирующего органа используется электронный луч. Регистра-

лампы сверхвысокого давления СВДШ-250 и др. Пучки света на носитель фокусируются с помощью конденсоров.

Светолучевые регистрирующие устройства обычно выполняются в виде осциллографов. Современные осциллографы, как правило, изготавливаются многоканальными. Одним из таких устройств служит магнитоэлектрический восьмиканальный осциллограф МПО-2 (Н-11), оптическая схема которого показана на рис. V-1 [Темников, 1960]. Луч света от лампы 1, проходя через конденсор 2 и диафрагму 3,

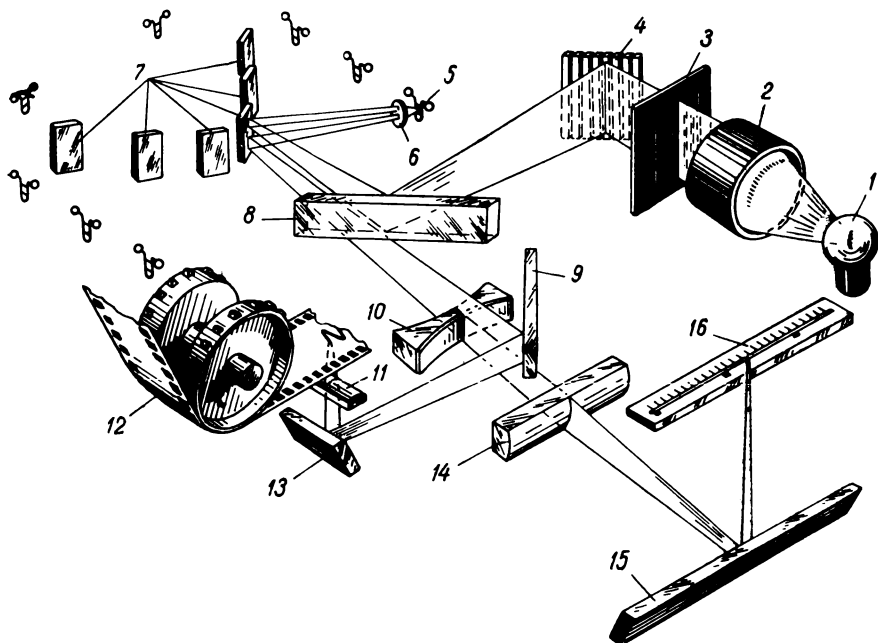


Рис. V-1. Принципиальная схема магнитоэлектрических осциллографов МПО-2 и Н-11.

разделяется на восемь узких пучков. Каждый пучок попадает на одно из поворотных зеркал 4, которые установлены таким образом, чтобы свет через зеркало 8 и одно из зеркал 7 попадал через линзу вибратора 6 на его зеркало 5. На два вибратора, расположенные в центре, свет проходит, минуя зеркало 7. Отраженный световой поток от зеркала 5 снова проходит через линзу 6 и попадает непосредственно, или отражаясь от соответствующего зеркала 7, частично на зеркало 9, а частично на сферическую линзу 10. Одна часть пучка света, отраженная от зеркал 9 и 13, фокусируется цилиндрической линзой 11 на пленке 12. Другая часть проходит через сферическую отрицательную линзу 10, цилиндрическую линзу 14, зеркало 15 и падает на стеклянный матовый экран 16 с масштабной линейкой для наблюдения регистрируемых процессов. В осциллографе МПО-2 вместо зеркала 15 установлен вращающийся зеркальный барабан.

ция электронным лучом может выполняться на фоточувствительном носителе, на люминесцирующем экране, с которого можно производить вторичную регистрацию фотографированием, и на диэлектрическом экране. Первый способ регистрации, связанный с помещением фотографических материалов в пространство с глубоким вакуумом, имеет ограниченное применение. Наиболее распространены второй и третий способы.

В электроннолучевых фоторегистрирующих осциллографах в зависимости от состава люминофора возбуждаемое свечение экрана может продолжаться от миллионных долей секунды до нескольких секунд и более. Наибольшее распространение получили ЭЛТ с виллимитовым люминофором. Яркость свечения люминофора зависит от плотности и скорости электронного потока.

Изображение с экрана трубки на фотоматериалы обычно переносится проекционным способом. В этом случае для регистрации могут быть использованы стандартные электроннолучевые осциллографы и стандартные фотографические и киносъемочные аппараты.

В настоящее время иностранными фирмами выпускаются специальные электроннолучевые фоторегистрирующие осциллографы с механической разверткой, например восьмиканальный осциллограф французской фирмы «Телек», семиканальный осциллограф фирмы «Сименс» и др. В США разработан электроннолучевой осциллограф с записью на специальной термопластической ленте. Плотность записи при этом получается не менее, чем на магнитной ленте, и имеет то преимущество, что запись можно просматривать визуально. Аналогичные осциллографы разрабатываются и у нас.

§ V-6. Аналоговые магнитографические устройства

Магнитографические регистрирующие устройства обладают высокой скоростью и большой точностью регистрации, высокой стабильностью и долговечностью рабочих элементов, большой емкостью и высокой плотностью записи. Они дают возможность регистрировать непосредственно электрические величины, автоматизировать обработку записанной информации, многократно использовать один и тот же носитель, получили широкое применение как для аналоговой регистрации, так и для дискретной.

Существующие методы аналоговой магнитной записи позволяют вести запись с плотностью до 400 периодов на 1 мм. Регистрация может осуществляться прямой записью сигнала, а также с использованием амплитудной, частотно-импульсной и широтно-импульсной модуляции. При прямой записи сигнала и с использованием амплитудной модуляции погрешность, обусловленная неравномерностью отдачи существующих магнитносителей, достигает 20—40%. Обычно магнитные регистрирующие устройства (магнитографы) выпускаются многоканальными. Поперечная плотность записи составляет 1,5 мм ширины ленты на одну дорожку. На ленте 2-35-ВТ может размещаться

20—25 дорожек. Длина ленты составляет 500—1000 м. Магнитные ленты выпускаются на диацетатной, триацетатной и лавсановой основе. Последние имеют более длительный срок службы.

§ V-7. Дискретные механические знакофиксирующие устройства

Механические знакофиксирующие устройства, несмотря на их ограниченную скорость регистрации, широко применяются в качестве выходных устройств систем автоматического контроля и управления. К ним относятся электрифицированные печатающие машинки, знакопечатающие устройства штанговые, стержневые, с печатающими колесами, барабанами, а также цепочные и циклоидные.

Устройства с электрифицированными пишущими машинками

В регистрирующих устройствах последовательного действия, изготовляемых на базе электрифицированных пишущих машинок, привод рычагов цифр и знаков, перевод каретки на следующую строку

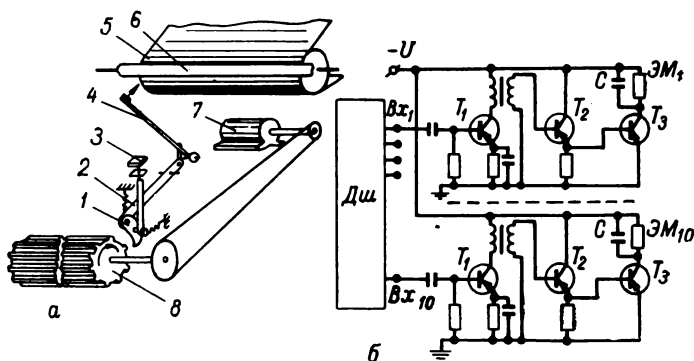


Рис. V-3. Электрифицированная печатающая машинка «Рейнметалл».

а — кинематическая схема; б — схема управления электромагнитами.

со сдвигом в правое исходное положение и смещение красящей ленты для изменения цвета печати выполняются с помощью электромагнитов, встраиваемых в машинку. Обратные сигналы с машинки получают установкой конечных выключателей, замыкающихся в крайних положениях каретки, и контакта, замыкающегося при каждом ударе.

В Советском Союзе широко применяются электрифицированные машинки типа «Рейнметалл», выпускаемые в ГДР. Упрощенная кинематическая схема ее показана на рис. V-3, а. Для печати требуемого знака необходимо нажать на соответствующую клавишу З, вслед-

Устройства штангового типа

Регистрирующие устройства штангового типа, разработанные вначале для счетно-аналитических машин, нашли применение в цифровых вольтметрах, частотомерах и в некоторых ИИС.

Обычно устройства штангового типа рассчитаны на регистрацию чисел на бумажной ленте до 12 разрядов в каждом числе. На каждый разряд имеется по одной штанге, на которой по вертикали располагаются печатные знаки. При наборе числа или соответствующей строки с помощью специального механизма все штанги 2 (рис. V-4) поднимаются до уровня, при котором происходит печать. После полной остановки штанги 2 молоточек 3 ударяет по соответствующему знаку и на бумаге 1 получается его отпечаток. Максимальное быстродействие регистрирующего устройства штангового типа составляет 5 строк в секунду.

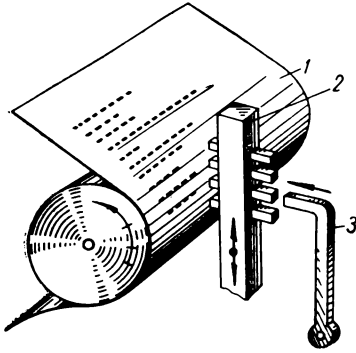


Рис. V-4. Схема действия регистрирующего устройства штангового типа.

В качестве примера регистрирующего устройства штангового типа рассмотрим цифропечатающее устройство ЦПМ-1, выпускаемое отечественной промышленностью.

Кинематическая схема печатающего механизма цифропечатающей машины ЦПМ-1 приведена на рис. V-5 [Бутусов, 1966б]. На вход машины подается двоично-десятичный код 1—2—4—8, в котором 8 имеет цену 2, что достаточно для представления десяти знаков одного десятичного разряда. Двоично-десятичный код в печатающем устройстве преобразуется в десятичный, который затем печатается на бумажной ленте шириной 60 мм через красящую ленту со скоростью две строки в секунду. В каждой строке помещается 11 десятичных разрядов, причем 1-й разряд имеет только пять цифр (0—4), 11-й — три (0—2), а разряды со 2-го по 10-й — все 10 цифр. В 1, 10 и 11-й разряды информация вводится вручную, а со 2-го по 9-й — автоматически в виде электрических импульсов, которые после усиления подаются на селекторные электромагниты 1. Последние при своем срабатывании с помощью якорей 2 перемещают селекторную планку 4 влево до ограничителя. В этом положении планка удерживается фиксатором 3. Путем набора селекторных планок образуется соответствующая кодовая комбинация, которая прочитывается штифтами 5 при их опускании под действием пружин 6. В пазах штифтов перемещаются рейки 7.

Скоба 8, совершая движение против часовой стрелки, через рычаг 9 и пружину 10 поворачивает зубчатый сектор 11. Последний поднимает штангу 12 вверх и перемещает рейку 7 влево до соответству-

ствие чего зуб 1, сцепляемый с одним из продольных зубьев приводного барабана 8, перемещается вниз. Это вызывает поворот тяги 2 и движение рычага 4, который через красящую ленту 6 ударяет по бланку 5, оставляя на нем отпечаток соответствующего знака. Зуб 1 после перемещения необходимого для печати знака выходит из зацепления с барабаном 8 и возвращается в исходное положение, не смотря на то, что клавиша 3 все еще нажата. В случае повторной печати этого же знака необходимо повторное нажатие клавиши.

В машинке предусмотрено механическое блокирующее устройство, исключающее возможность одновременного нажатия двух или нескольких клавиш. В исходное положение каретка возвращается двигателем 7 при нажатии соответствующей клавиши. Одновременно с этим происходит строчное продвижение бумажной карты на заранее установленный интервал.

Машинка управляется автоматически подачей электрических импульсов из машины централизованного контроля или от управляющих машин на соответствующие электромагниты, установленные против клавиш цифр от 0 до 9, знаков +, — и пробела. Кроме того, предусматриваются по два электромагнита для переключения красящей ленты и для включения двигателя. Для отключения двигателя через 5 мс после окончания печати в машинке имеется блокирующее устройство.

Автоматизированная машинка позволяет печатать время в часах и минутах, номер и абсолютное значение контролируемого параметра, а также указывает, в какую сторону отклонился этот параметр. Для задания программы регистрации служит коммутатор регистрации с восемнадцатью ламелями.

Схема управления электромагнитами печатающей машинки приведена на рис. VI-3, б. Импульсы с дешифратора $Dш$ поступают на трехкаскадный импульсный усилитель, собранный на транзисторах $T_1 - T_3$. В коллекторную цепь T_3 включен электромагнит печати $ЭМ$, зашунтированный конденсатором C . При поступлении сигнала с дешифратора через обмотку электромагнита потечет ток 1,5—1,7 а, вследствие чего плунжер электромагнита нажмет на клавишу и отпечатается цифра контролируемой величины. Максимальная скорость печати таких машинок 10 знаков в секунду. В некоторых типах машинок в одной строке можно разместить до 300 знаков.

Величина контролируемых параметров регистрируется на специально заготовленных бланках, которые разбиты на столбцы по количеству контролируемых точек. В начале каждой строчки печатается время записи контролируемой величины в виде четырехразрядного десятичного числа. Для регистрации значений каждого параметра в определенных местах бланка машинка оборудуется счетчиками строк и столбцов.

Наряду с рассмотренными применяются электрифицированные машинки ЭУМ-23 и ЭУМ-46. Быстродействие их до трех знаков в секунду. Строка машинки ЭУМ-28 содержит 95 знаков, а ЭУМ-46 — 162 знака.

аппараты РТА-50-2, РТМ-51, выпускаемые отечественной промышленностью. Аппарат СТ-2М служит для передачи и приема информации пятизначным кодом по старт-стопному методу со скоростью до 400 знаков в минуту. В режиме приема текст автоматически регистрируется на стандартной бумажной телеграфной ленте шириной 10 мм с помощью красящей ленты. В качестве привода аппарата применен универсальный коллекторный двигатель с питанием от сети переменного тока напряжением 127 в или постоянного тока напряжением 110 в. Размеры аппарата 463 × 465 × 252 мм, вес 30 кг.

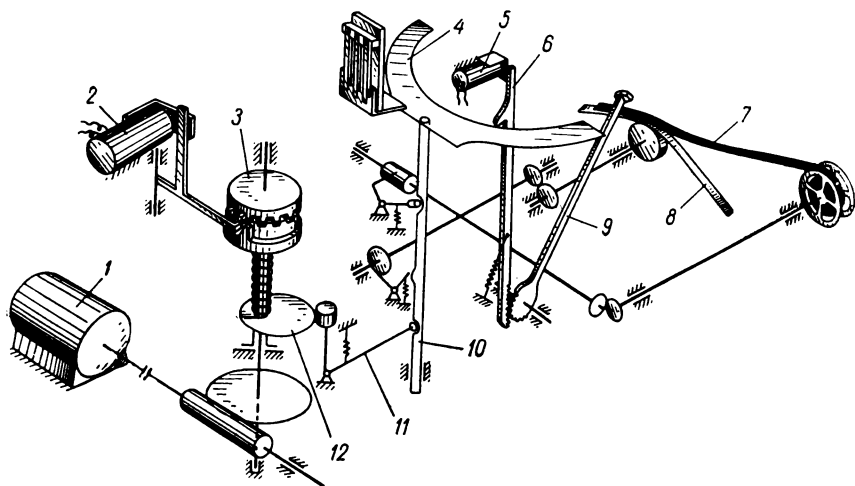


Рис. V-6. Кинематическая схема аппарата СТ-2М.

Аппарат СТА-2М в отличие от СТ-2М имеет дополнительные приставки, с помощью которых можно автоматизировать процессы приема и передачи информации с перфолент.

Для цифровой регистрации информации аппаратом СТ-2М с добавлением электромагнитов на цифровых рычагах информация должна быть закодирована в пятизначном видоизмененном коде.

Кинематическая схема видоизмененного аппарата СТ-2М показана на рис. V-6 [Темников, 1960]. Приводной двигатель 1 через электромагнитную муфту 2, 3 сообщает вращательное движение кулачку 12, который вызывает возвратно-поступательное движение рычага 11, стержня 10 и скобы 4. Последняя, перемещаясь вверх, захватывает зуб планки 6, которая наклоняется при срабатывании избирательного электромагнита 5. Аппарат имеет десять электромагнитов по числу десятичных знаков. Захваченная планка своей нижней зубчатой рейкой поворачивает ударный рычаг 9, который ударяет по телеграфной ленте 8 через красящую ленту 7 и печатает выбранную цифру.

ющего упора штифта 5. Таким образом, каждая штанга поднимается до уровня, соответствующего набранной десятичной цифре данного разряда.

Одновременно с подъемом штанги взводится механизм удара. В конце поворота скобы 8 с помощью кинематических элементов освобождается ударный рычаг. Последний ударяет по молоточку, который прижимает штангу выпуклыми знаками к опорному ролику 13. Вследствие этого на ленте, перемещающейся между штангой и опорным роликом, печатается соответствующее десятичное число.

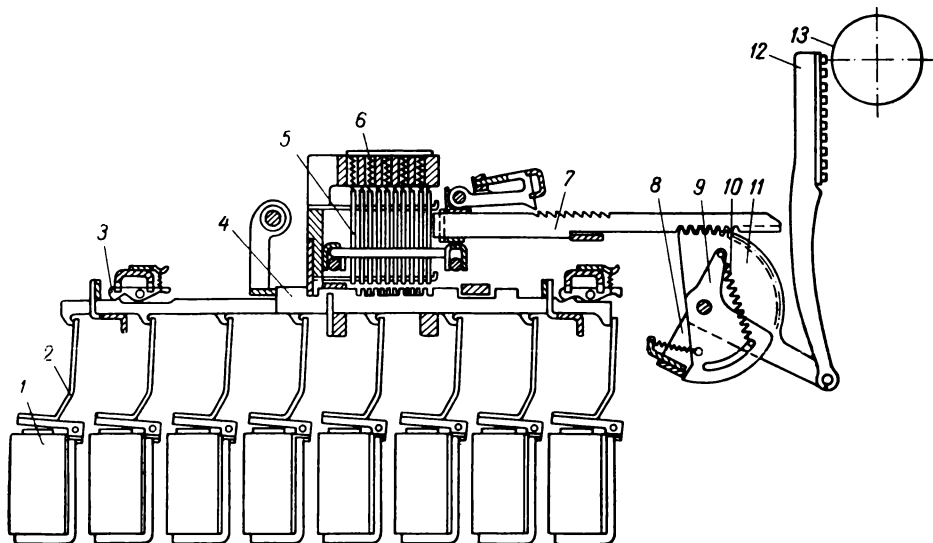


Рис. V-5. Кинематическая схема печатающего штангового механизма регистрирующего устройства ЦММ-1.

Печатающее устройство приводится в действие однофазным коллекторным двигателем типа УВ-041-СА (220 в, 50 гц). Машина ЦММ-1 имеет настольную конструкцию; размеры ее 380 × 480 × 280 мм, вес 32 кг. В комплект машины входит электронный блок, выполненный отдельно.

Устройства стержневого типа

В регистрирующих устройствах стержневого типа требуемый печатный знак выбирается перемещением и поворотом печатающего стержня (рычага) в определенную печатную позицию, после чего ударом рычага на бумажную ленту наносится его отпечаток. На этом принципе работают некоторые цифро- и буквопечатающие телеграфные аппараты.

Для цифровой регистрации информации применяются ленточные телеграфные аппараты СТ-2М, СТА-2М и рулонные телеграфные

колесо на образующей поверхности имеет 35 знаков: цифры от 0 до 9; знаки — и +; буквы *B, H, C, M, Q, R, n*; %; буквы *P, T, A*; знак градуса, буквы *r, k, s, w, q, γ, μ* и показатели степени 2 и 3.

Синхронизатор посылает во внешнее устройство сигналы, определяющие положение знака относительно линии печати, и состоит из двух датчиков: начала печати (маркерный) и счетных импульсов. Датчик начала печати за один оборот цифрочечатающего колеса выдает во внешнее устройство один импульс амплитудой 2,5 в и длительностью 2 мсек. Датчик счетных импульсов выдает во внешнее

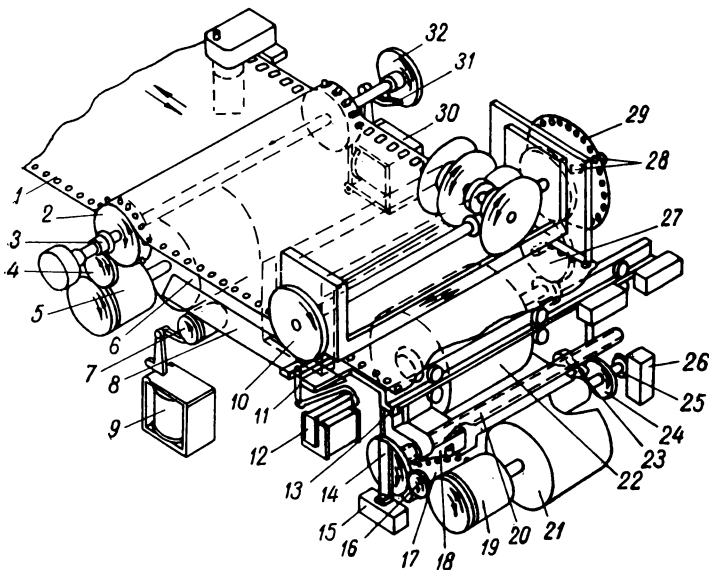


Рис. V-7. Кинематическая схема регистрирующего устройства АПМ-2М.

устройство сигналы амплитудой 2,5 в и длительностью 1,5 мсек с частотой, соответствующей следованию знаков на колесе. Эти импульсы определяют моменты посылки сигналов с внешнего устройства на включение ударного 12 и подающего 9 электромагнитов. Синхронизатор выполнен в виде диска с отверстиями, расположенными по двум окружностям, на которых установлено по одному фотодиоду и лампе накаливания.

По окружности большого диаметра расположены 35 отверстий, соответствующих 35 знакам колеса, а по окружности малого диаметра — одно отверстие, определяющее начало отсчета счетчика импульсов. Импульсы с фотодиодов, возникающие при вращении диска, проходят через полупроводниковые усилители и подаются в обмотку электромагнита 12.

В рулонных телеграфных аппаратах РТА-50-2 и РТМ-51 для регистрации используются стандартная рулонная бумага шириной 215 мм и красящая лента шириной 13 мм. Скорость регистрации аппарата 430 знаков в минуту.

По конструктивному исполнению и техническим характеристикам РТА-50-2 и РТМ-51 сходны между собой, за исключением того, что РТА-50-2 имеет русский и латинский алфавитный регистры, а РТМ-51 — только латинский. Размеры рулонного аппарата 520 × 570 × 410 мм, вес 60 кг. Принцип действия печатающей части аппарата аналогичен принципу действия СТ-2М.

Устройства с печатающими колесами

В регистрирующих устройствах механического типа с регистрирующими органами в виде металлических колес или роликов с выпуклыми знаками последние печатаются на носителе с применением красок или красящих посредников. Различают устройства со статической и динамической печатью в зависимости от того, с остановкой или без остановки печатающих колес происходит регистрация. В устройствах со статической печатью все колеса с нанесенными на них печатными знаками индивидуально устанавливаются в соответствующее положение, после чего за один такт на бумаге фиксируется целая строчка. В устройствах с динамической печатью регистрация ведется без остановки вращающихся колес, т. е. при непрерывном их вращении.

В качестве примера рассмотрим регистрирующее устройство алфавитно-цифровой информации АПМ-2М с динамической печатью. Оно имеет одно колесо, установленное на подвижной каретке [Бу-тусов, 1966б]. Устройство может регистрировать информацию на перфорированном бланке шириной 185 мм и длиной 10 м, на телеграфной ленте шириной 17,5 мм и длиной до 300 м. На одном бланке располагается 28 строк с шагом между ними 5 мм, а на ленте — одна строка. Шаг между знаками в строке равен 2,5 мм. Высота регистрирующих букв и цифр соответственно 2,5 и 2,0 мм.

АПМ-2М регистрирует информацию на бланке или одновременно на бланке и на ленте. Регистрация знаков в слове, а также слов на карте или ленте последовательная, причем слова (числа) располагаются вдоль строки. Количество слов в строке ограничивается лишь длиной бланка или ленты. Средняя скорость печати не менее 10 знаков в секунду.

Основными узлами АПМ-2М служат подвижная печатающая каретка, узел управления и механизмы передвижения ленты, перемещения каретки и интервальный. На подвижной каретке (рис. V-7) размещены знакопечатающее колесо 10 с ударным механизмом, включающим в себя молоточек 11 и электромагнит 12; механизм перемотки красящей ленты с приводным электродвигателем 22 (КД-25); зубчатая передача 27; синхронизатор, состоящий из диска с отверстиями 29 и фотодиодного датчика угла поворота диска 28. Знакопечатающее

выполняется либо в виде набора отдельных знаковых колес, установленных жестко на одной оси, либо в виде сплошного валика, поверхность которого разделена на ряд кольцевых дорожек. На каждой дорожке располагается полный набор выпуклых печатных знаков. Количество знаковых колес или дорожек зависит от количества разрядов в числе и чисел в строке, подлежащих регистрации, и может достигать 200 и более.

Для получения одного знака печатающий молоточек в момент прохождения требуемого печатного знака определенной печатной

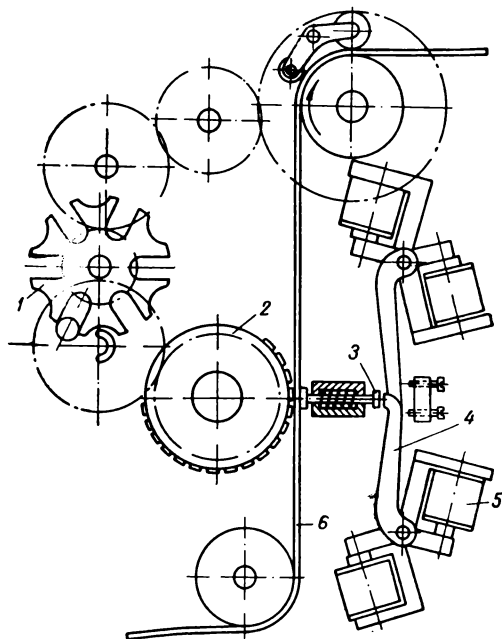


Рис. V-8. Схема регистрирующего устройства «Синхропринт».

позиции ударяет по бумаге, расположенной между барабаном и головкой печатающего молоточка. На каждой печатной позиции имеется своя отдельная печатающая система. При одновременном срабатывании всех молоточков на бумаге отпечатается ряд одинаковых знаков. За один оборот барабана можно отпечатать все имеющиеся в наборе знаки. За n оборотов барабана можно напечатать N строк с любым текстом, имеющимся на барабане. После того как строка напечатана, бумага смещается на один шаг вперед для печати следующей строки и т. д.

Скорость печатания определяется повторяемостью и четкостью печати и допустимым разбросом знаков в одной строке. Она должна быть такой, чтобы печатаемые знаки не получались смазанными. В рассматриваемых регистрирующих устройствах скорость вращения барабана может достигать 20—25 об/сек и скорость печати соответственно 20—25 строк в секунду.

В качестве примера рассмотрим быстродействующее печатающее устройство барабанного типа «Синхропринт» (рис. V-8) [Бутусов, 1964в]. Принцип действия его состоит в следующем.

На оси укреплены знаковые колеса 2 с нанесенными выпуклыми цифрами от 0 до 9 и знаками + и —. Против каждого колеса размещены индивидуальные молоточки 3 с рычагами 4 и электромагнитами 5. Строка печатается за один оборот барабана при ударе по колесу молоточком 3 через бумагу и красящую ленту 6. При поступле-

Механизм перемещения каретки включает в себя синхронный электродвигатель 21 (СД-54), электромагнитную муфту 19, зубчатую передачу 16 и ходовой винт 20.

Интервальный механизм, который выбирает очередную строку при печати на бланке, состоит из интервального барабана 17 со штифтами, микровыключателей 18, 15, 26, выключающего кулачка 14, кулачка 25, рычага 23, зубчатого колеса 24 и выключающего выступа 13.

В механизм перемещения бланка входят электродвигатель 6 (СД-54) с электромагнитной муфтой 5, зубчатая передача 3, 4, ведущий барабан 2, подающий электромагнит 9, собачка 31, храповое колесо 32. С помощью этого механизма бланк может перемещаться плавно и прерывисто. Плавное перемещение бланка происходит при нажатии оператором клавиши «Бумага», а также при автоматической подготовке машины к печати. При этом включается электродвигатель 6 и электромагнитная муфта 5. Через зубчатые колеса 3, 4 вращение передается ведущему барабану 2, который перемещает перфорированный бланк 1.

В режиме печати информации бланк перемещается прерывисто с шагом 2,5 мм. При этом на подающий электромагнит 30 необходимо подавать управляющие сигналы от внешнего устройства управления. При включении электромагнита собачка 31 поворачивает колесо 32 и ведущий барабан 2.

Механизм перемещения ленты состоит из подающего электромагнита 9 с собачкой и ведущего барабана 7. Электромагнит управляется также подачей импульсов из внешнего управляющего устройства. При каждом срабатывании электромагнита лента 8 перемещается с тем же шагом, что и бланк.

Конструктивно машинка выполнена в виде одного блока настольного типа. Все узлы расположены на общей станине, в нижней части которой размещен узел управления. Подвижная каретка машинки легко снимается. Для подключения питания к машинке и ввода информации имеются два разъема. Знаковое колесо легко снимается и может быть заменено другим с иными знаками, но с таким же шагом.

Управляющие сигналы на машинку подаются от внешнего управляющего устройства, в качестве которого может использоваться машина централизованного контроля, управляющая вычислительная машина или специальное управляющее устройство.

Устройства барабанного типа

Для обеспечения большой скорости регистрации применяются регистрирующие устройства барабанного типа, в которых за один оборот барабана с печатными знаками может быть отпечатана полностью вся строка. Основными элементами регистрирующего устройства барабанного типа являются непрерывно вращающийся печатающий барабан, набор печатающих электромагнитов с печатающими молоточками и синхронизирующее устройство. Барабан

Барабан и ударное колесо жестко связаны между собой, благодаря чему момент срабатывания молоточка оказывается строго согласованным с движением печатных знаков. Энергия, необходимая для ускорения молоточков, получается за счет кинетической энергии вала, на котором жестко посажены печатающий барабан и ударное колесо.

Барабан содержит 132 печатающих колеса. В устройстве применяется метод окраски поверхности всех печатных знаков с помощью нанесения слоя цветной масляной краски специальным механизмом. Запаса краски в войлочном ролике хватает на 300 ч непрерывной работы устройства.

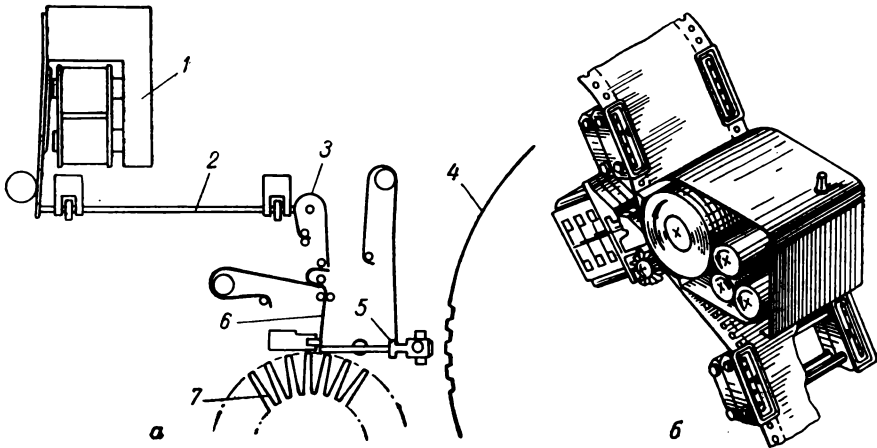


Рис. V-9. Регистрирующее устройство фирмы «Сименс». а — кинематическая схема; б — вид в разрезе.

Вид регистрирующего устройства фирмы «Сименс» в разрезе показан на рис. V-9, б. Бумага с помощью специальных устройств перемещается скачками. Устройство может отпечатать 51 различных печатный знак со скоростью 12 знаков в секунду. Текст печатается в четырех экземплярах. Мощность, потребляемая устройством, не превышает 1 *квт*.

Устройства цепочного типа

В регистрирующих устройствах цепочного типа печатные знаки располагаются на звеньях бесконечной гибкой стальной цепи (рис. V-10). При движении цепи звенья следуют по печатаемой строке, вдоль которой расположены печатающие молоточки. Чтобы отпечатать одну строку, состоящую из одинаковых знаков, необходимо последовательное срабатывание всех молоточков. Печатающий механизм, состоящий из молоточков и управляющих электромагнитов, выполняется аналогично рассмотренному для регистрирующих устройств барабанного типа.

нии импульса электромагнит перемещает рычаг вместе с молоточком до тех пор, пока не будет выбран воздушный зазор между якорем и сердечником. После этого молоточек отделяется от рычага и ударяет по печатающему колесу. В исходное положение молоточек возвращается сжатой пружиной. Электромагниты срабатывают в момент прохождения середины знака перед молоточком.

Цепь электромагнита замыкается через тиратрон, который зажигается после подачи на его сетку импульса от дешифратора. При прохождении середин соответствующих знаков колес мимо молоточков импульсы от дешифратора синхронизируются с помощью специального фотоэлектрического или электромагнитного датчика, выдающего синхронизирующие импульсы начала печати. Барабан приводится во вращение электродвигателем со скоростью 1200 об/мин. Бумажная лента перемещается шагами при помощи мальтийского креста 1.

Аналогично рассмотренному выполнены регистрирующие устройства 5ПМ-20 и П-22Ф. В П-22Ф барабан набран из 16 знаковых колес. На каждом колесе по окружности нанесено по 18 выпуклых знаков: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, А, Б, В, Г, Д, Е, +, —. Привод от электродвигателя АОЛ-012/4 со скоростью вращения 1390 об/мин. Печать осуществляется на бумажной ленте шириной 70—72 мм и длиной 70—90 м со скоростью до 22 строк в секунду; высота знака 2,2, ширина 1,5 мм. Размеры устройства 435 × 490 × 510 мм, вес 73 кг.

Регистрирующие устройства барабанного типа с электромагнитным управлением молоточками обладают рядом недостатков, связанных с тем, что трудно обеспечить постоянство и оптимальность времени пролета и длительности соударения, которые существенно сказываются на качестве печати. Поэтому эти устройства применяются главным образом в экспериментальных системах, когда требуется повышенная скорость регистрации.

Фирмой «Сименс» (ФРГ) выпускается более совершенное регистрирующее устройство барабанного типа (рис. V-9, а), в котором молоточки управляются с помощью так называемого ударного колеса. Ударное колесо 7 с пружинящими зубьями вращается синхронно с печатающим барабаном 4. Процесс печати управляется магнитной системой 1 через подвижную штангу 2, отклоняющую пружину 3 и элемент связи 6, перемещающийся между двумя вершинами зубьев вращающегося ударного колеса. При срабатывании магнитной системы нижний конец элемента связи опускается настолько, что следующий зуб ударного колеса воздействует на утопленную вершину элемента связи, которая вместе с печатающим молоточком 5 получает требуемое ускорение. Молоточек ударяет по проходящему мимо знаку, и на бумаге, расположенной между молоточком и колесом, печатается знак. После удара элемент связи возвращается в исходное положение. Таким образом обеспечивается независимость расцепления ударной системы от управления.

на величину, равную разности между длиной окружности ролика и длиной внутренней окружности втулки с учетом выреза. Знаки печатаются при поступательном движении ленты, когда линия контакта бумаги последовательно касается серии литерных строк, расположенных на внутренней поверхности втулки. Следует заметить, что имеются регистрирующие устройства с литерными стержнями,

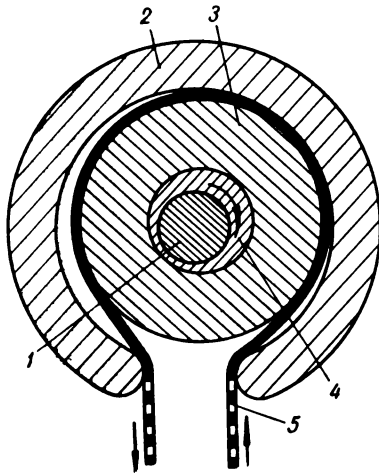


Рис. V-11. Схема действия регистрирующего устройства циклоидного типа.

регистрающих устройствах знаковосинтезирующего типа, в которых контур знака составляется из отдельных элементов с помощью печатающих игл или стержней. В зависимости от количества игл

расположенными на внешней поверхности барабана, вращающегося внутри неподвижной втулки. В процессе регистрации лента перемещается плавно, без рывков, а в месте печати ее мгновенная скорость равна нулю, чем обеспечивается высокое качество печати.

§ V-8. Дискретные механические знаковосинтезирующие устройства

Одним из факторов, ограничивающих быстродействие дискретных механических знаковосинтезирующих устройств, является необходимость выбора требуемого знака из полного набора и доставка его к месту печати. Этот недостаток отсутствует в регист-

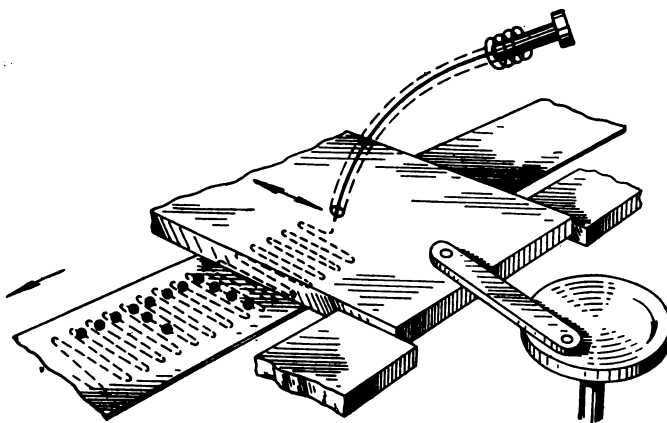


Рис. V-12. Схема действия одноточечного знаковосинтезирующего регистрирующего устройства «Самостройник».

Разработанное фирмой ИБМ (США) цепочное регистрирующее устройство IBM-1403 позволяет регистрировать выходную информацию ЦВМ в шести экземплярах со скоростью 600 строк в минуту, по 132 знака в каждой строке. 240 печатных знаков закреплено на гибкой цепи, которая перемещается со скоростью 228,6 см/сек.

В регистрирующих устройствах цепочного типа скорость перемещения печатных знаков меньше, чем в барабанных, при одинаковой скорости печати. Следовательно, смазывание знаков меньше. Причем глаз человека менее восприимчив к обнаружению возможных

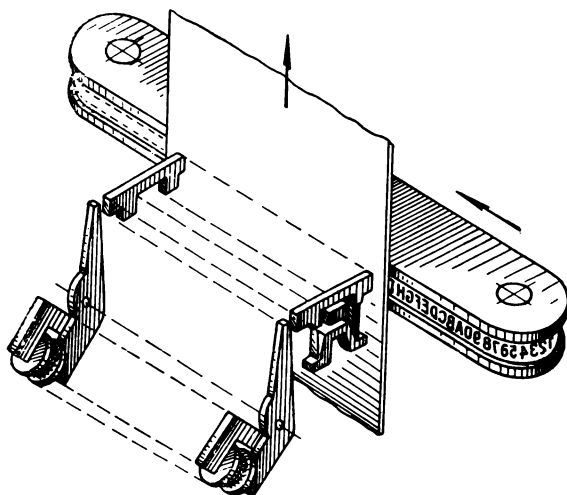


Рис. V-10. Регистрирующее устройство цепочного типа.

при печати отклонений знаков по горизонтали. Цепочные устройства можно построить с одновременной регистрацией нескольких строк. Однако цепь быстрее изнашивается, чем барабан, который может выдержать сотни миллионов ударов печатающих молоточков без существенного износа.

Устройства циклоидного типа

Регистрирующие устройства циклоидного типа позволяют производить регистрацию со скоростью 50 строк в секунду, причем в каждой строке может быть свыше 100 знаков. Принцип действия такого устройства поясняется рис. V-11. При вращении валика 1 с эксцентрик 4 прижимной ролик 3, свободно вращающийся на эксцентрик 4, плавно катится по внутренней поверхности неподвижной втулки 2 с вырезом для входа и выхода бумажной ленты 5. Последняя плотно зажимается между роликом и втулкой по линии их касания, которая перемещается при движении ролика. Валик вращается по часовой стрелке, а лента перемещается в противоположном направлении. За один оборот валика лента переместится

или стержней, используемых для синтезирования знаков, регистрирующие устройства этого типа разделяются на одно- и многоточечные.

Одноточечное знакосинтезирующее устройство «Самоэтрионик» показано на рис. V-12 [Савета, 1965]. Регистрирующий механизм устройства состоит из 140 расположенных в ряд печатающих игл. Каждая игла используется для регистрации знаков соответствующей позиции строки. Все иглы совершают колебательное движение в плоскости, перпендикулярной к направлению движения бумаги, которая также непрерывно перемещается. В определенные моменты иглы прижимаются к бумаге под воздействием сигналов, в результате чего на бумаге изображаются соответствующие знаки. Сигналы вырабатываются с помощью вращающихся дисков, количество которых (50 шт.) в устройстве равно числу знаков в наборе. Скорость регистрации достигает до 300 строк в минуту при 150 знаках в строке. Информация может регистрироваться одновременно в трех экземплярах.

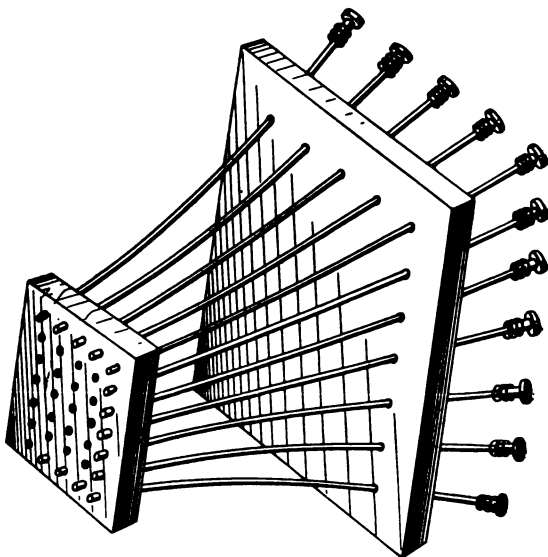


Рис. V-13. Точечная плоскостная матрица с печатающими иглами.

В многоточечных знакосинтезирующих устройствах знаки образуются с помощью матриц, состоящих из определенного количества регистрирующих игл или стержней. Для образования арабских цифр достаточно всего лишь 15 печатающих стержней в матрице, а для более сложных знаков количество стержней в матрице возрастает до 35—63. На рис. V-13 показана схема точечной плоскостной матрицы, состоящей из 35 печатающих игл, управляемых электромагнитами.

Американской фирмой «Крид и К°» выпускается регистрирующее устройство последовательного действия «Крид 1000» [Савета, 1965], которое имеет одну печатающую головку с матрицей из 25 печатающих стержней. Печатающие стержни с помощью нейлоновых планов подключены к управляемым вентилям, по которым поступают гидравлические импульсы регистрации. Вентили управляются 52 электромагнитами, с помощью которых формируются контуры печатных знаков. Быстродействие этого устройства достигает

100 знаков в секунду. Число знаков в строке равно 150, а число различных знаков — 64.

Американской фирмой ИБМ [Совета, 1965] выпускаются также матричные устройства параллельного действия. Устройство содержит 60 печатающих головок, каждая из которых имеет по 35 печатающих стержней. В этом устройстве одновременно регистрируется целая строка, содержащая до 120 знаков. Скорость печатания достигает 1000 строк в минуту.

Аналогичные регистрирующие устройства строятся и с пространственно-временным способом формирования знаков. В них количество стержней в матрице значительно меньше, чем в плоскостных.

§ V-9. Дискретные немеханические знакофиксирующие устройства

В немеханических знакофиксирующих устройствах процесс регистрации заключается в переносе либо изображаемых светящихся цифр на светочувствительный носитель, либо невидимого потенциального рельефа изображаемого знака на диэлектрический носитель с последующим его проявлением. Устройства, служащие для регистрации цифровых знаков на фоточувствительный носитель, получили название фотоцифрографов. Носителем в них может быть фотобумага или фотолента.

В качестве примера регистрирующего устройства фотографического типа рассмотрим шестиканальный электролюминесцентный фотоцифрограф [Карандеев и др., 1965], принцип действия которого поясняется рис. V-14.

Изображаемые знаки с помощью светящихся электролюминесцентных индикаторов оптической системой 1 проецируются на фотобумагу 2, непрерывно движущуюся с линейной скоростью около 400 мм/сек. Для одновременной регистрации шести трехзначных чисел 3 применено два объектива типа «Юпитер-3» (по одному на каждые три канала). Для предотвращения размывания цифр и увеличения экспозиции в фотоцифрографе применено качающееся зеркало 4, благодаря чему каждая строка по отношению к бумаге во время экспозиции остается неподвижной. Высота изображаемых цифр на фотобумаге составляет 4 мм, что обеспечивает хорошую видимость цифр при их считывании. Скорость регистрации достигает 50 строк в секунду.

Большую скорость регистрации обеспечивает фоторегистрирующее устройство, разработанное для вывода цифровой информации из вычислительной машины БЭСМ (рис. V-15, а). Регистрирующее устройство состоит из дешифратора $Dш$; неоновых ламп $L_0—L_9$, подключенных к выходным шинам дешифратора; линз $Lн$ с изображением на них десятичных цифр и киноплёнки K с лентопротяжным механизмом.

Результаты вычислений предварительно записываются в виде двоичного кода на магнитной ленте ML . Записанные на ленте двоич-

киноплёнка. Скорость регистрации в рассматриваемом устройстве достигает 15 тыс. знаков в секунду. Основным недостатком этих устройств является невозможность непосредственного считывания информации, так как требуется предварительное проявление киноплёнки.

Наиболее перспективны электростатические регистрирующие устройства, основанные на принципе электрофотографической и электростатической регистрации. Эти устройства благодаря простоте,

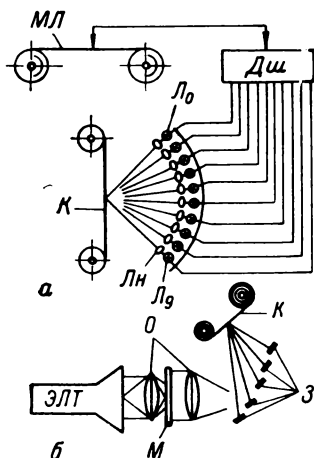


Рис. V-15. Фоторегистрирующие устройства.

экономичности и быстродействию в последние годы получили широкое применение для воспроизведения текстов, рисунков, чертежей и цифровой информации, необходимых при решении экономических, статистических, учетно-плановых и других аналогичных задач.

Сущность электрофотографического способа заключается в воспроизведении путем экспонирования скрытых изображений в виде потенциального рельефа на предварительно заряженном фотополупроводниковом или изоляционном слое. Скрытое изображение затем проявляется благодаря взаимодействию заряженных частиц порошкового проявителя с электрическим полем фотополупроводникового или изоляционного слоя. Существуют две разновидности электрофотографического способа. В одном случае порошковое изображение сначала получается на фотополупроводниковом слое, нанесенном на металлическую подложку, которое затем переносится тем или иным способом на обычную бумагу. В другом случае порошковое изображение получается непосредственно на бумаге, покрытой фотополупроводниковым слоем.

Электрографический способ регистрации основан на получении потенциального рельефа, т. е. скрытого изображения на поверхности изоляционного слоя, с помощью специальной системы электродов. Однако сложность изготовления таких электродов в настоящее время ограничивает область применения этого способа.

Фотополупроводниковый слой, применяемый для электрографической регистрации, должен иметь достаточно высокое удельное темновое сопротивление (10^{13} — 10^{16} ом·см) и изменять свои проводящие свойства под действием света. Такими свойствами обладают тонкие слои селена, окиси цинка, окиси сернистого кадмия и др.

В качестве подложки, на которую наносится светочувствительный слой, может использоваться любой материал, удельное сопротивление которого на несколько порядков ниже удельного темнового сопротивления фотополупроводникового слоя. К таким материалам относятся латунь, алюминий, нержавеющая сталь и бумага. В качестве

ные коды с помощью дешифратора преобразуются в десятичные цифры от 0 до 9. К выходным шинам дешифратора подключены неоновые лампы. При появлении напряжения на одной из шин дешифратора загорается соответствующая лампа. Свет лампы с помощью линзы с изображенной на ней цифрой направляется на киноплёнку. Световое изображение цифры фотографируется на киноплёнку со скоростью 200 строк в секунду.

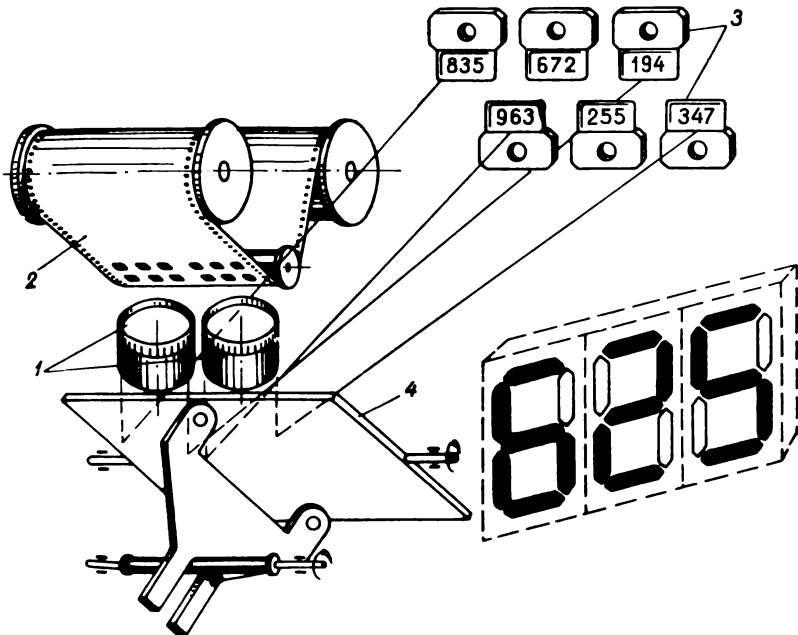


Рис. V-14. Схема шестиканального фотоцифрографа.

Другое устройство с регистрацией на киноплёнке (рис. V-15, б) включает в себя обычную электроннолучевую трубку (ЭЛТ); два объектива *O*; знаковую матрицу *M*, расположенную между объективами; систему зеркал *З* и киноплёнку *K* с лентопротяжным механизмом.

Регистрируемая информация в виде напряжений подается на отклоняющие пластины ЭЛТ. В зависимости от напряжения, соответствующего закодированным цифрам, электронный луч будет останавливаться в различных точках экрана. Изображение светового пятна на экране трубки фокусируется с помощью объектива на матрицу, имеющую отверстия в виде знаков. Световой луч на выходе матрицы приобретает форму знака, который потом с помощью второго объектива подается на зеркало *З*. Каждое зеркало расположено так, что отраженный от него луч с изображением знака попадает в одну и ту же точку экрана, в плоскости которого находится

проявляющего красителя обычно используются полиграфические краски, суспензированные в растворителе (бензоле, керосине, бензине, фреоне и др.).

Полученное на селеновом слое порошковое изображение переносится на обычную бумагу прижатием к ней бумаги с зарядом, знак

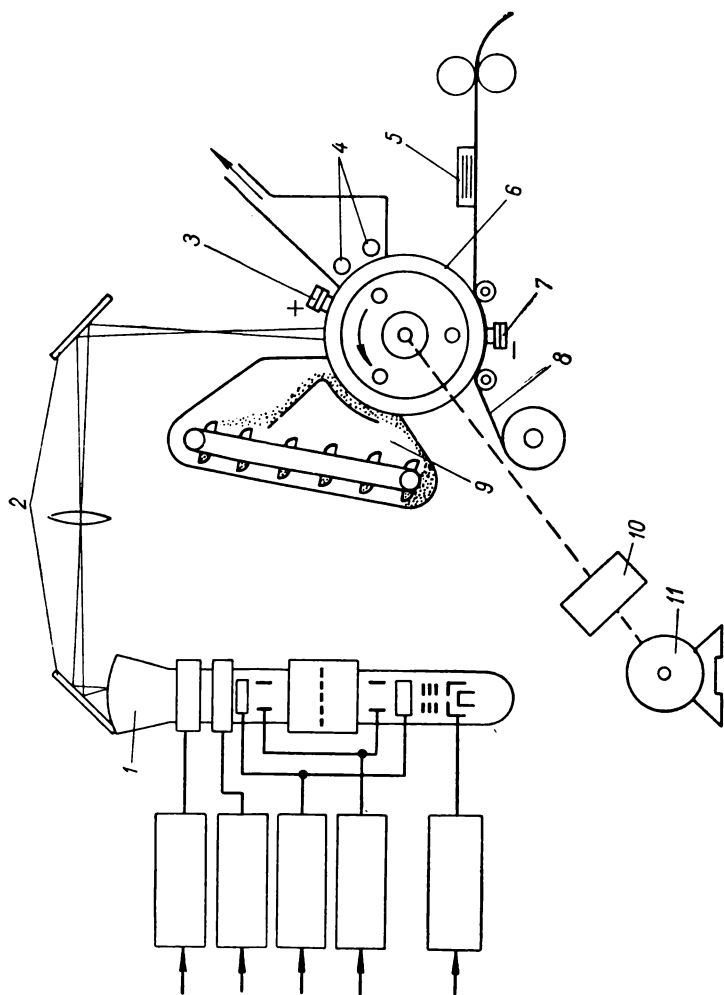


Рис. V-16. Схема электрофотографического регистрирующего устройства со знаковой ЭЛТ.

которого противоположен знаку заряда порошка. Частицы порошка под воздействием электростатического поля бумаги притягиваются к ней. Порошковое изображение, переносимое на бумагу, закрепляется нагреванием.

Принцип действия электрофотографического регистрирующего устройства со знаковой ЭЛТ состоит в следующем (рис. V-16). На

селеновую поверхность барабана 6, приводимого во вращение электродвигателем 11 через электромагнитную муфту 10, подается положительный заряд с помощью сетки 3. На положительно заряженную поверхность барабана оптической системой 2 проецируются знаки с экрана ЭЛТ 1. Под действием светового потока изображаемых цифр поверхность барабана избирательно разряжается. В камере 9 она покрывается проявляющей смесью, в результате чего на экспонированные места оседают частицы краски. Порошковое изображение с поверхности барабана переносится на бумагу 8 под действием отрицательного заряда сетки 7. Перенесенные на бумагу частицы краски закрепляются с помощью нагревателя 5. В зоне вакуумной очистки с помощью щеток 4 оставшаяся краска снимается с поверхности барабана и отсасывается. После очистки барабан готов для следующего цикла записи.

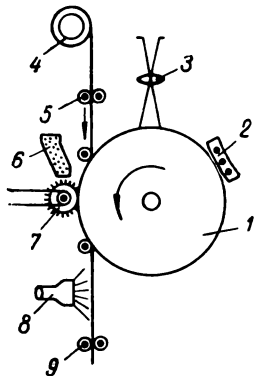


Рис. V-17. Схема электрофотографического регистрирующего устройства с проявлением электростатического изображения через бумагу.

валиками 5 и 9. Из бункера 6 на проявляющий валик 7 поступает проявляющий порошок, частицы которого под действием потенциального рельефа поверхности барабана прилипают к бумажной ленте. Полученное порошковое изображение на бумажной ленте закрепляется с помощью нагревателя 8.

Фоторегистрирующее устройство с использованием знаковых ЭЛТ обеспечивает скорость регистрации до 5000 строк в минуту. Применение специальных ЭЛТ с тонким слюдяным или стеклянным окном позволяет производить контактную печать. В этом случае электрофотографическая бумага протягивается непосредственно по поверхности окна, что увеличивает освещенность примерно в 100 раз и повышает скорость регистрации.

Английской фирмой «Ранк хэроник» выпускается знакофиксирующее электрофотографическое устройство для регистрации выходной информации ЦВМ. Оно состоит из электронного блока, воспринимающего сигналы от ЦВМ, и ксерографического фиксирующего блока. В устройстве применены две ЭЛТ, позволяющие фиксировать

попадая на соответствующие стержни, заряжает их до тех пор, пока между печатающими стержнями и противоэлектродом 4 не произойдет разряд, который остается на носителе 2, проходящем между электродами. Полученное скрытое изображение носителя проявляется и закрепляется рассмотренными выше методами.

§ V-10. Дискретные немеханические знакосинтезирующие устройства

В немеханических знакосинтезирующих устройствах находят применение электрографические, феррографические, электротермические, электроискровые и электрохимические способы регистрации.

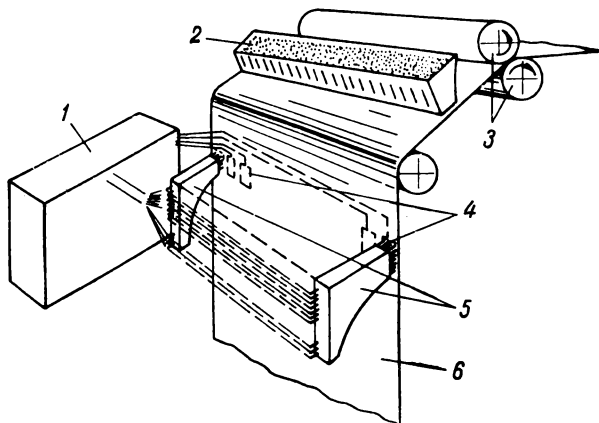


Рис. V-19. Схема электрографического регистрирующего устройства фирмы «Барроус».

1 — блок управления; 2 — проявляющий порошок; 3 — горячие валики; 4 — противоэлектроды; 5 — печатающие головки; 6 — носитель изображения.

Американской фирмой «Барроус» выпускается электрографическое знакосинтезирующее устройство со скоростью регистрации 300 знаков в секунду [Совета, 1965]. Устройство может регистрировать буквы и цифры, а также вычерчивать графики. Для образования печатных знаков в устройстве (рис. V-19) применено 72 печатающих головки 5, каждая из которых содержит 5×7 печатающих стержней. Для печати на стержни подаются отрицательные импульсы напряжения с амплитудой около 1 кВ. С обратной стороны бумаги 6 против каждой головки размещаются противоэлектроды 4, на которые во время печати подается напряжение 800 в. Одноименные стержни во всех головках управляются параллельно. Место требуемого печатного знака определяется выбором соответствующего противоэлектрода. Носителем служит специальная бумага, покрытая тонким слоем полиэтилена.

информацию со скоростью 5000 знаков в секунду. Каждая трубка освещает участок бумаги шириной 66 см и длиной 30 см. Это позволяет осуществлять одновременно регистрацию в двух экземплярах оригинала со 128 знаками в строке или в четырех экземплярах оригинала с 64 знаками в строке. Скорость печати достигает до 2880 строк в минуту при 2×128 знаков в строке.

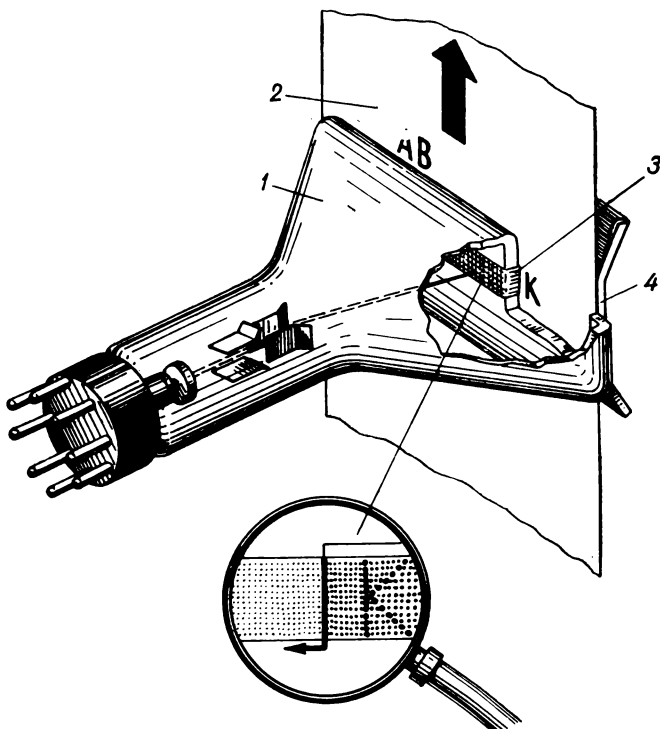


Рис. V-18. Схема регистрирующего устройства типа Видеограф.

Аналогичное устройство типа S-5000 выпускается американской фирмой «Стромберг-Гарльсон». Скорость регистрации выходной информации ЦВУ достигает 4680 строк в минуту при 128 знаках в строке. Записанная информация может выдаваться в виде рулона или листов определенного формата. В устройстве использована ЭЛТ типа характрон.

Американской фирмой «А. Б. Дик Видеограф» разработано электрографическое регистрирующее устройство типа Видеограф (рис. V-18), в котором для регистрации применена специальная ЭЛТ [Совета, 1965]. Трубка 1 имеет прямоугольный экран с вмонтированной в него печатной матрицей 3, представляющей собой набор изолированных друг от друга печатных стержней. В 1 см^2 поверхности матрицы размещается 100×100 стержней. Электронный луч,

изображения, причем ширина зазора не должна превышать заданной ширины элементов изображения;

2) рабочий зазор имеет сравнительно небольшую величину (40—50 мкм, что приводит к уменьшению напряженности поля над ним.

Головки, используемые в феррографии, имеют обычно индуктивность рассеивания, равную взаимдуктивности или выше ее в 2—3 раза [Арутюнов, Патрунов, 1964]. Для снижения индуктивности рассеивания уменьшают размеры сердечников и обмотки на них располагают ближе к рабочему зазору. Тороидальные головки используются в основном для поэлементной регистрации изображений в виде точки или короткого штриха. Для регистрации изображений более сложной формы применяются стержневые головки, рабочая часть которых может выполняться в виде точек, штрихов, колец, звездочек или цифр, букв и т. п.

Магнитограмма (магнитноситель с записью магнитного изображения) чаще всего проявляется порошковым методом, основанным на притяжении магнитного порошка к полюсам на магнитограмме. При проявлении частицы порошка взаимодействуют между собой и магнитная восприимчивость магнитограммы уменьшается. Этим объясняется плохое проявление магнитограмм, записанных при слабом уровне сигнала. Качество проявления магнитограмм также значительно зависит от формы регистрируемого сигнала и силы намагниченности.

Для проявления наиболее часто применяются порошки железа и его окиси с относительно большим удельным весом, увеличивающим сыпучесть и способствующим образованию вуали при проявлении магнитограмм. Размеры частиц порошка колеблются от долей до десятков микрометров. Порошковое изображение с феррограммы на бумагу переносится методом контактирования. Для этого феррограмма прижимается к бумаге с усилием $(1 \div 5) \cdot 10^5 \text{ н/м}^2$. Качество изображения значительно зависит от количества перенесенного на бумагу порошка и конструкции печатающего узла. Например, при печати со стального магнитного барабана твердым печатающим роликом, выполненным из стали, текстолита или эбонита, достигается 100%-ный перенос порошка. Однако контуры изображения при этом несколько размываются. В случае переноса мягким печатающим роликом, например резиновым, степень переноса порошка снижается до 20—30% и изображение получается малоконтрастным, но зато более четким. Для получения качественных изображений применяют мягкие печатающие ролики, увлажняют бумагу или используют электростатический перенос под действием сил электростатического поля.

Перенесенное на бумагу изображение может закрепляться жидкими фиксаторами, химическим способом, покрытием изображения целлофановой пленкой, силовым способом, нагревом порошка токами высокой частоты, трафаретным способом и типографской краской. Самый простой — силовой способ, поэтому он получил наиболее

Электрографическое регистрирующее устройство выпускается также фирмой «Радиатрон» (США). Оно имеет скорость регистрации до 62 500 знаков в секунду. Такое быстрое действие достигается путем параллельной печати целой строки. В устройстве имеются два лентопротяжных механизма, протягивающие ленту со скоростью 1 м/сек.

Феррографический метод регистрации, использовавшийся сначала для записи фототелеграмм, в последнее время применяется в регистрирующих устройствах для записи выходной информации измерительных информационных и управляющих систем, а также ЦВМ. Сущность его заключается в быстрой записи на магнитоноситель информации в виде электрических сигналов и проявление ее с помощью магнитного порошка. В дальнейшем порошковое изображение с магнитоносителя может быть контактным способом перенесено на другой носитель, например бумагу. После того как изображение перенесено на бумагу в виде точек, линий, графиков, рисунков, чисел, символов или их совокупности, магнитоноситель может быть очищен от порошка, размагничен и подготовлен для регистрации следующей информации. Видимое порошковое изображение, перенесенное на бумагу, воспроизводится в виде электрических сигналов, если оно на бумаге образовано порошком, содержащим магнитную компоненту. Таким образом, записанную феррографическим способом информацию можно наблюдать визуально и воспроизводить в виде электрических сигналов с помощью магнитных головок.

В качестве магнитоносителей могут применяться металлические и диэлектрические материалы и покрытия. Металлические магнитоносители выполняются в виде лент из холоднокатаных сталей или барабанов с гальваническим покрытием толщиной 10—20 мкм. Материалом для лент и гальванических покрытий могут служить кобальт-никелевые сплавы с большой магнитной энергией. Магнито-диэлектрические носители изготавливаются в виде одно- или многослойных пластмассовых пленок, резиновых или пластмассовых «чулок» либо барабана с лаковым магнито жестким покрытием.

Металлические магнитоносители применяются более широко, чем магнито диэлектрические, так как они позволяют получать большее значение магнитной энергии и обладают большей остаточной индукцией и чувствительностью к намагничивающим полям.

Наибольшее применение в качестве намагничивающих устройств получили магнитные головки тороидального и стержневого типа с магнитными сердечниками из магнитомягких ферромагнетиков, имеющих высокую магнитную проницаемость, большую индукцию насыщения и большое удельное сопротивление.

Магнитные головки, используемые для формирования скрытых магнитных изображений при феррографической регистрации, обладают рядом особенностей:

1) каждый магнитный отпечаток рабочего зазора на магнитоносителе соответствует одному элементу скрытого магнитного

В настоящее время разработаны более совершенные феррографические регистрирующие устройства ФАЗА-2 и ФАЗА-3 [Арутюнов, Петрунов, 1964].

По принципу действия электротермические, электроискровые и электрохимические дискретные устройства почти ничем не отличаются от аналоговых аналоговых регистрирующих устройств, которые уже рассматривались. Поэтому здесь останавливаться на них нет необходимости. Заканчивая рассмотрение немеханических дискретных регистрирующих устройств, следует отметить, что они обеспечивают высокую скорость регистрации (до 100 000 знаков в секунду), обладают высокой надежностью и универсальностью, имеют длительный срок службы благодаря минимальному числу движущихся механических частей, бесшумно работают, мало потребляют энергии.

§ V-11. Перфораторные устройства

Для регистрации выходной информации цифровых измерительных информационных и управляющих машин наряду с печатающими устройствами применяются перфорирующие. Информация, записанная на перфокартах или перфолентах, может храниться длительное время и по мере необходимости использоваться для ввода в ЦВМ.

Перфокарты, используемые главным образом в счетно-перфорационных машинах, изготавливаются из специальной перфокарточной бумаги толщиной 0,18 мм. Карта имеет вид прямоугольника, шириной 82,5 и длиной 187,4 мм. Верхний левый угол прямоугольника срезан под углом 45°, чтобы легко было обнаружить неправильно вложенные в массив перфокарты и предупредить возникновение ошибок при вычислениях или группировке.

На лицевой стороне перфокарты нанесена цифровая координатная сетка, которая имеет двадцать горизонтальных рядов, называемых позициями, и 45 или 80 (в зависимости от типа перфокарты) вертикальных столбцов, называемых колонками. Десять позиций используются для пробивки цифр от 0 до 9, а от 11-я и 12-я позиции, не имеющие цифровой сетки, — для пробивки каких-либо условных признаков (например, знака числа, буквенных обозначений, отдельных слов и т. д.). Каждая колонка соответствует разряду записанного на карту числа, а позиция — цифре данного разряда.

В основу расчета размеров перфокарты положен диаметр отверстия пробивки 45-колонной перфокарты, который принят равным 3,2 мм. Расстояние между позициями равно двум диаметрам пробивки (6,35 мм), а расстояние между колонками — 3,97 мм. В 80-колонных перфокартах расстояния между колонками сокращены до 2,21 мм, а круглое отверстие заменено прямоугольником высотой 3,2 и шириной 1,4 мм.

На рис. V-21, а показана 80-колонная перфокарта с кодами чисел в двоичной системе. Наличие отверстия на соответствующей позиции обозначает единицу в данном разряде кода чисел или команды, а отсутствие пробивки — ноль.

широкое применение. Лучшее закрепление порошка получается на мелованной бумаге при одновременном снижении давления.

Одним из первых отечественных образцов феррографических устройств является знакочечатающий аппарат ФАЗА-1 (рис. V-20) [Арутюнов, Патрунов, 1964]. В качестве магнитоносителя в аппарате применен барабан 1 диаметром 120 мм с кобальт-никелевым покрытием. Двигателем 3 через редуктор 2 барабан приводится во вращение со скоростью 35 мм/сек. На поверхности барабана вдоль его оси расположен семиканальный блок записывающих головок 9, с помощью которых на поверхности барабана записывается скрытое магнитное изображение.

Узел проявления представляет собой бункер 7 с проявляющим порошком, который высыпается из бункера через щель 6 и опыляет магнитоноситель. Щель бункера расположена так, что поток порошка 4 проходит по касательной к поверхности барабана. Для получения более тонкого проявления поверхность барабана закрыта от прямого попадания порошка облегающим ее козырьком 5.

В печатающем блоке применено силовое (совмещенное с печатью) закрепление с помощью стального ролика 14. Поверхность барабана от остатков порошка очищается двумя фетровыми щетками 13. Для предохранения поверхности барабана от порчи при обрыве бумаги 16, сматываемой с барабана 15, предусмотрена автоматическая блокировка, которая контактами 17 разрывает цепь питания приводного двигателя. Одновременно с этим к поверхности барабана подводится фетровый отсекающий 19, счищающий с него порошок. Натяжение бумаги регулируется с помощью фрикциона 18.

Бункер пополняется порошком с помощью подъемного механизма, состоящего из диска 12 с постоянными магнитами 11, которые захватывают из нижнего накопителя 20 порошок и транспортируют его к бункеру. Над бункером установлен скребок 8, снимающий порошок с поверхности магнитов.

Для стирания записи перед блоком записывающих 9 установлена стирающая головка 10. Блок управления аппарата выполнен на полупроводниковых и ферритовых элементах. Аппарат работает со скоростью записи 6000 знаков в минуту. Знаки формируются из 35 элементов. Размеры знаков 3,5 × 2,5 мм. В качестве проявителя используется железный порошок с размером частиц 20—40 мкм.

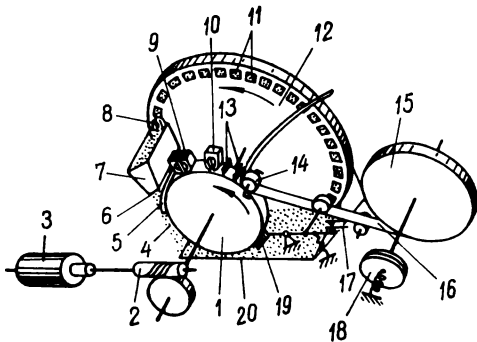


Рис. V-20. Кинематическая схема феррографического регистрирующего устройства ФАЗА-1.

Перфоленты изготавливаются из непрозрачной киноплёнки шириной 35 мм или плотной бумаги шириной 5—6 мм на одну, 12 — на две, 17,5 — на пять, 22,5 — на 6 и 7 и 35 — на двенадцать дорожек. Одна из перфорированных дорожек служит для отметки положения цифр в разных строках и для протягивания ленты. Поперечная перфорация может представлять двоичные или десятичные цифры, их комбинации или алфавитные знаки.

На рис. V-21, б показана перфолента на пять дорожек с записанным кодом числа. В каждой строке располагается один разряд десятичного числа, выраженного в двоичном коде. Пятая дорожка используется в качестве контрольной.

Для перфорации карт применяются перфораторы с ручным или автоматическим вводом чисел. В первых регистрируемые числа набираются последовательным нажатием на соответствующие клавиши. Количество цифровых клавиш соответствует числу позиций перфокарты (12).

Набор цифр и пробивка отверстий в перфораторах могут совпадать и не совпадать во времени. В соответствии с этим перфораторы разделяются на одно- и двухпериодные. Последние имеют более высокие эксплуатационные возможности. Однопериодные перфораторы предназначены для работы с 80-колонными перфокартами, а двухпериодные — с 45-колонными. Для перфорации 45-колонных карт в Советском Союзе выпускаются двухпериодные перфораторы ПД45-2, которые допускают набор чисел на клавиатуре со скоростью 8 ударов в секунду и пропускают через машину 80—100 перфокарт в минуту при серийной перфорации. В последнее время разработаны более совершенные перфораторы, к которым относится алфавитно-цифровой перфоратор ПА80-2.

Отперфорированные карты проверяются с помощью устройств, называемых контрольными. Для проверки 80-колонных карт выпускаются контрольные КА 80-6 и КА 80-2.

Перфокарты в процессе эксплуатации изнашиваются, поэтому их необходимо заменять новыми. В некоторых случаях возникает необходимость в размножении отперфорированных карт. Для этого выпускаются репродукционные перфораторы ПР 80-2, на которых автоматически перфорируются 80-колонные карты по карте-шаблону с одновременным контролем всех колонок пробивки новых перфокарт. Отверстия могут пробиваться в любом сочетании по всем 12 позициям перфокарты. Производительность репродукционного перфоратора достигает 6000 карт в час. Емкость каждого магазина подачи и приема 700 карт. Питание от сети переменного трехфазного тока 220/380 в.

Записанная на перфокарты информация для ввода ее в вычислительную машину должна считываться специальными устройствами, принцип работы которых основан на замыкании электрического контакта в местах пробивок с помощью щеток, ощупывающих перфокарту, или фотоэлектрическим способом. Принципиальная схема считывающего устройства для перфокарт показана на рис. V-22.

Перфокарты, уложенные в магазине 2, ножом 1, совершающим возвратно-поступательное движение, поочередно подаются на транспортные ролики 3 и далее к считывающему устройству 5. В момент поступления карты в считывающее устройство вырабатывается сигнал, подготавливающий схему считывания.

После установки карты в нужное положение выдаются сигналы, соответствующие считываемой информации. Правильность считывания контролируется с помощью блока контроля 4 с механическим щупом, устанавливающим наличие просечки на карте. В момент окончания считывания подается сигнал, который дает разрешение на считывание информации со следующей карты. Карты направляются в приемный магазин 6, где они складываются в виде стопки. Сигналы

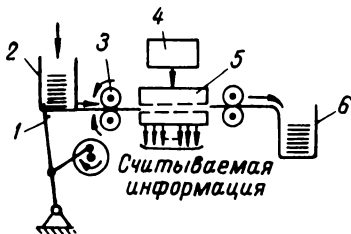


Рис. V-22. Схема считывающего устройства для перфокарт.

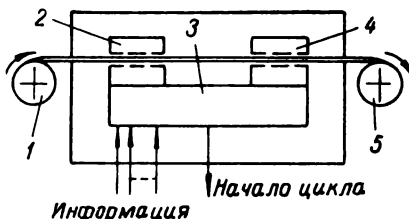


Рис. V-23. Схема ленточного перфоратора.

с выхода считывающего устройства поступают в буферное запоминающее устройство, которое согласовывает считывание и вычисление, а также при необходимости изменяет очередность ввода информации в машину.

На перфоленту информация записывается с помощью ленточных перфораторов, которые выполняются в виде самостоятельной конструкции, либо совместно с печатающим устройством, либо совместно с клавишами и контрольно-считывающими устройствами, работающими в комплекте с цифровыми информационно-вычислительными или управляющими машинами.

Ленточный перфоратор (рис. V-23) состоит из лентопротяжного устройства 4, задающей 1 и приемной 5 катушек, устройств перфорации 2 и управления 3.

Лента перфорируется строка за строкой в зависимости от сигналов информации, поступающей на перфоратор. Начало цикла перфорирования строки отмечается выдачей сигнала, устанавливающего связь между строками. В соответствии с поступающими сигналами срабатывают электромагниты, которые, воздействуя на пуансоны, пробивают отверстия на перфоленте. После пробивки схема управления выдает сигнал на лентопротяжный механизм и лента перемещается на следующую строку. Остановка ленты на новой строке приводит к появлению нового сигнала начала цикла, и дальнейший процесс перфорации происходит аналогично рассмотренному.

Скорость перфорации на ленточном перфораторе может достигать 200 строк в секунду.

Отечественной промышленностью выпускается ленточный перфоратор ЛП-1, записывающий числа и команды программы на стандартной непрозрачной кинолентке в виде пробивок по определенному коду. Размеры пробивок $2,5 \times 1,4$, шаг по дорожкам 2,21, по строкам 4,75 мм. Скорость перфорации 180 чисел в минуту. Числа на ленте изображаются только в прямом коде. Одно число располагается

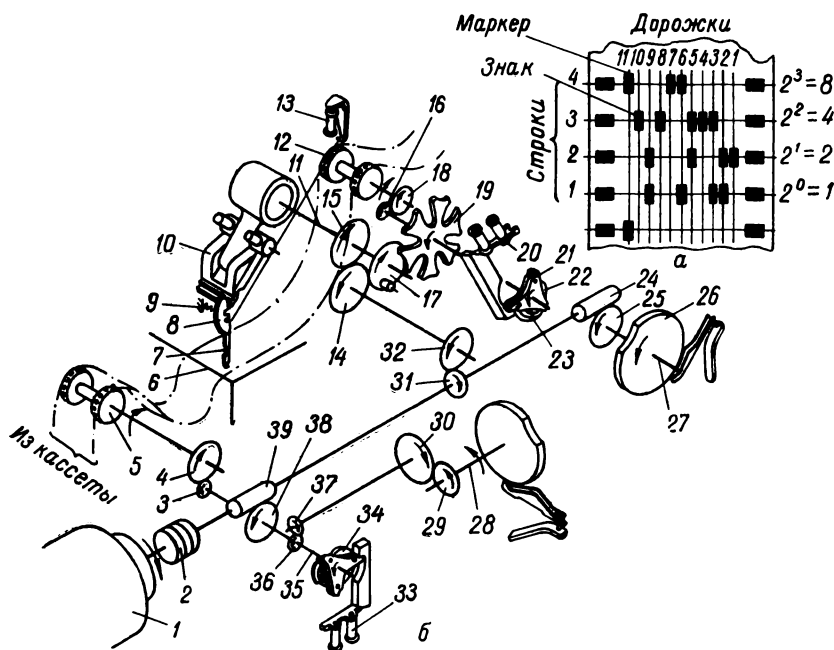


Рис. V-24. Ленточный перфоратор ЛП-1.
а — запись чисел на перфоленту; б — кинематическая схема.

по длине ленты на четырех строках. На этой площади ленты размещаются 44 позиции, образованные пересечением 4 строк и 11 дорожек (рис. V-24, а). Строки располагаются поперек ленты, напротив перфораций, и нумеруются снизу вверх (1, 2, 3, 4), а дорожки размещаются вдоль ленты справа налево (1, 2, ..., 11). Числа одно от другого отделяются маркерами, располагаемыми на пересечении 11-й дорожки и 4-й строки. На 10-й дорожке размещается знак числа. Дорожки с 9-й по 1-ю используются для размещения восьмеричных или десятичных цифр. Каждая из этих дорожек отводится для изображения одной восьмеричной или одной десятичной цифры в двоичном представлении. С помощью десяти дорожек можно изобразить все девять разрядов десятичного числа. Системой пробивок на перфоленте изображено число $A = -0,348964532$.

Ленточный перфоратор ЛП-1 (рис. V-24, б) состоит из приводного электродвигателя с редуктором, пробивного устройства, верхнего и нижнего сцепных устройств, двух кулачковых коробок, на валу которых установлены кулачки, управляющие работой соответствующих контактов. Вращение от электродвигателя 1 через эластичную муфту 2 передается на главный вал, на котором жестко закреплены червяки 24, 39 и винтовая шестерня 31. С помощью червячной пары 38, 39 вращение передается на сцепную муфту 34, которая имеет три паза, расположенные под углом 120° относительно друг друга. Сцепная муфта с шестерней 38 свободно закреплена на оси 35 винтовой шестерни 36, на которой закреплен также трехлопастный упор со сцепной собачкой.

Когда собачка сцепляется с муфтой, вращение главного вала через винтовую пару 36, 37 и зубчатую 30, 29 передается на вал 28 кулачковой коробки, а через зубчатую пару 3, 4 — на вытяжной барабанчик 5, служащий для подачи ленты из кассеты к матрице. Одновременно вращение главного вала через винтовую пару 31, 32 передается на ведущую шестерню 14 редуктора и далее через шестерню 17 с цевкой и запирающим сектором на шестилопастный мальтийский крест 19. С последним жестко скреплена сцепная муфта 22, которая при сцеплении с собачкой 23 трехлопастного упора 21 передает прерывистое вращение через пару шестерен 16, 18 на скачковый барабанчик 12. С помощью барабанчика лента перемещается с одной строки на другую.

Кроме того, вращение через шестерни 14, 15 передается на эксцентрикный вал 11. Вследствие эксцентриситета вращательное движение вала преобразуется в возвратно-поступательное движение бойка 10 с планкой.

Вращение от главного вала передается на вал кулачковой коробки 26 через червячную передачу 24, 25. Одновременно с подачей сигнала через контакты кулачка 27 на катушки электромагнитов 20 и 33 срабатывают сцепные устройства, которые позволяют подавать ленту на 2 или 4 строки.

Пробивные электромагниты 13 (11 штук; на схеме показан один), управляющие пробивкой, расположены в магнитном ящике. Якоря электромагнитов с помощью гибкой связи связаны с пуансонами. В момент поступления сигнала на электромагнит якорь через тягу выводит из исходного положения собачку 8, которая захватывается пробивной планкой 7 и вместе с пуансоном опускается вниз, пробивая отверстие в ленте, расположенной на пуансоне 6. При движении бойка с пробивной планкой вверх собачка с якорем возвращаются в исходное положение, в котором удерживаются пружиной 9.

Для работы в комплекте с машиной «Раздан-2» выпускается устройство ПФУ-5, выполняющее перфорацию на кинолентке шириной 35 мм и длиной 150 м со скоростью 300 знаков в минуту. Перфорирующее устройство (рис. V-25, а) конструктивно выполнено в виде одноступенчатого стола, на котором смонтированы клавишное устройство, клавишный переключатель и блок питания.

На рис. V-25, б показана упрощенная кинематическая схема перфоратора ПФ-2, входящего в состав перфорирующего устройства ПФУ-5. Перфоратор состоит из восьми (на рисунке показаны только два) электромагнитов 14, 15, якоря которых совершают возвратно-поступательное движение в вертикальной плоскости; механизма 12

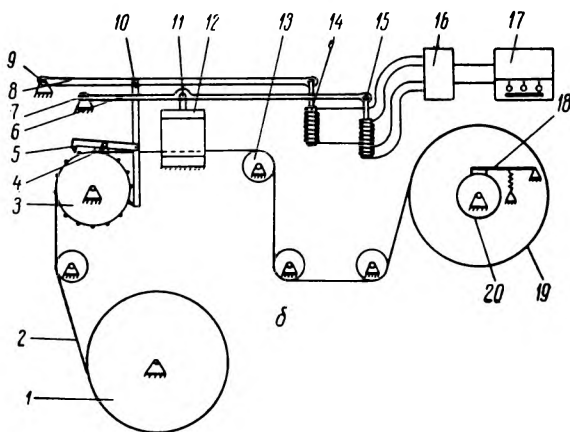
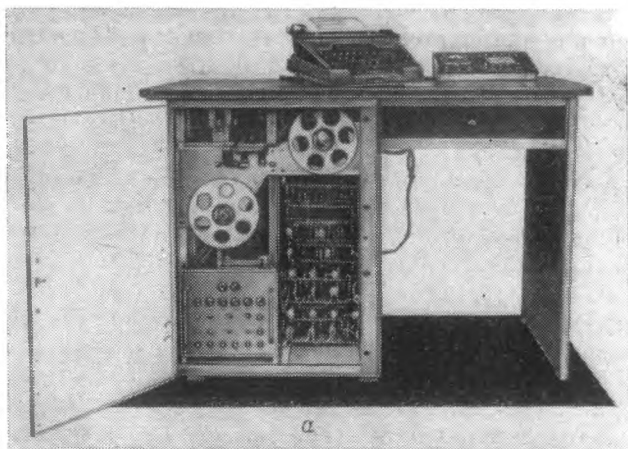


Рис. V-25. Перфорирующее устройство ПФУ-5.
а — общий вид; б — кинематическая схема.

с семью пуансонами для пробивки отверстий в ленте 2 на семи дорожках; шестнадцатизубцового скачкового барабана 3 для протягивания ленты; храпового механизма 5 и 10; восьми рычагов 6 и 8, одни концы которых соединены с якорями электромагнитов, а другие вращаются на неподвижных осях 7 и 9; транспортного ролика 13; приемной 1 и подающей 19 кассет; подтарельника 20 с тормозом 18.

При замыкании клавишного устройства 17 дешифратор 16 посылает в соответствующий электромагнит 15 сигнал, который притягивает якорь, преодолевая сопротивление возвратной пружины. В результате перемещения якоря рычаг 6 поворачивается вокруг оси 7 и опускает пуансон 11 пробивного механизма, который пробивает на ленте круглое отверстие диаметром 1,5 мм. Одновременно с опусканием одного из семи рычагов опускается восьмой шаговый рычаг 8 вместе с собачкой 10, которая зацепляется со следующим смежным зубом храповика. После прекращения подачи сигнала с дешифратора якоря электромагнитов 14 и 15 вместе с рычагами 6 и 8 поднимаются вверх под действием возвратных пружин. При перемещении рычагов вверх пуансон выходит из пробивного отверстия ленты и с помощью собачки 10 храповик поворачивается на один зуб вместе со скачковым барабаном 3.

Для предотвращения поворота скачкового барабана более чем на один шаг предусмотрена собачка 5, которая, вращаясь на оси 4, опускается и левым концом входит в зацепление с ограничивающим зубом храповика.

Лента продвигается скачковым механизмом, имеющим зубцы с шагом, равным шагу перфоленты. Протянутая часть ленты наматывается на приемную кассету 1 с помощью электродвигателя ДПА-У2. Чтобы предотвратить самопроизвольное разматывание ленты, подающая кассета 19 установлена на подтарельнике 20 с тормозным рычагом 18.

Клавишное устройство выполнено на базе пишущей машинки «Москва-6» с шестнадцатью клавишами, которыми набирается соответствующий код с одновременной его регистрацией на бумаге для визуального контроля. С помощью клавиш замыкаются контакты, расположенные над каждой из них. Возникающие при этом сигналы поступают на двоично-восьмеричный дешифратор, выполненный на полупроводниковых диодах Д9Д.

Информация с перфолент может считываться электромеханическим и фотоэлектрическим способами. При первом лента ощупывается контактными щетками, замыкающими цепь тока в местах пробивки. Второй способ основан на перемещении ленты над щелью в диафрагме. С одной стороны ленты расположен осветитель, с другой — фотоэлементы. В зависимости от наличия пробивки в том месте ленты, которое находится над щелью диафрагмы, на соответствующий фотоэлемент попадает свет. На выходе фотоэлемента выдается электрический импульс, поступающий в буферное запоминающее устройство.

В общем случае считывающее ленточное устройство (рис. V-26) состоит из механического лентопротяжного механизма 3 и собственно устройства считывания 2. Лента может протягиваться с помощью зубчатых колес или за счет трения.

В процессе считывания лента с подающей катушки 1 наматывается на приемную 4. Перемещение ее может быть непрерывным или прерывистым, с остановкой на каждой поперечной строке.

Считывание информации начинается лишь после того, как перфолента установится в положение, допускающее контроль цифр с помощью дырок продольной перфорации контрольной дорожки. После проверки правильности установки ленты считывается информация, записанная на соответствующую поперечную строку. Скорость считывания информации может достигать 400 строк или знаков в секунду с непрерывным перемещением ленты и 20 строк или знаков в секунду при перемещении ее с остановкой на каждой строке.

Отечественной промышленностью выпускаются считывающие электромеханические устройства (СУ-1) и фотоэлектрические устройства (ФСУ-1), предназначенные для считывания информации с бумажной ленты шириной 17,5 мм для пяти дорожек и 22,5 мм для шести и семи. Устройства могут быть использованы для работы в комплекте с ЦВМ в качестве вводного устройства или устройства перезаписи информации.

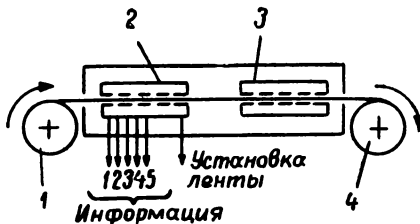


Рис. V-26. Схема ленточного считывающего устройства.

Электромеханическое устройство СУ-1 состоит из считывающей головки со считывающим и лентопротяжным механизмами и блока электроаппаратуры, включающего в себя блок питания, электропривод и панель управления. Считывающая головка выполнена в виде отдельного блока. Перемещение ленты прерывистое, с остановкой на время считывания информации.

Скорость считывания информации 5 или 10 знаков в секунду. Питание от сети переменного тока 220 в, 50 гц. Потребляемая мощность 50 вт.

Фотоэлектрическое устройство ФСУ-1 состоит из считывающей головки с фотодиодами; блока электроаппаратуры, включающего в себя блок питания, электропривод и кассеты; усилителей для формирования считывающих сигналов.

Механизм привода обеспечивает прямое и обратное перемещение перфоленты. Длина перфоленты 300 м. Скорость считывания 100 или 200 знаков в секунду. Амплитуда снимаемых сигналов 9 в. Питание от сети переменного тока 220 в, 50 гц. Потребляемая мощность 85 вт.

Преимущества хранения информации на перфокартах по сравнению с перфолентами заключаются в удобной замене карт при порче или изменении вариантов расчета, а также в легкой перестановке карт, т. е. в изменении порядка вводимой информации. Однако перфоленты и перфокарты имеют общий недостаток — незначительную скорость записи и считывания.

§ V-12. Дискретные магнитные устройства

Регистрирующие устройства с записью на магнитные ленты, барабаны, диски или на ферритовые сердечники применяются для записи и хранения информации измерительных информационных и управляющих систем, а также для ввода записанной информации в ЦВМ. Их широкое применение обусловлено рядом положительных свойств, основными из которых являются большое быстродействие, большая емкость информации при относительно небольших размерах, долговечность и возможность длительного хранения записанной информации и многократного использования носителя.

Одной из основных проблем цифровой магнитной записи является повышение плотности записи на магнитный носитель. С этим связаны реально достижимая емкость запоминаящих устройств, стоимость хранения записанной информации, скорость передачи информации и, следовательно, скорость ее ввода и вывода.

В существующих регистрирующих устройствах с записью на магнитных лентах, барабанах и дисках используется метод записи с насыщением магнитносителя в том или ином направлении. Однако этот метод обладает ограниченной плотностью записи. Поэтому сейчас начинают применяться методы записи дискретной информации без насыщения, позволяющие значительно повысить плотность продольной записи. В настоящее время достигнута плотность записи двоичной информации с насыщением магнитносителя 4—80 двоичных единиц на 1 мм. Однако теоретически доказано, что предел плотности записи, обусловленный структурой магнитных материалов, может достигать 10 000 двоичных единиц на 1 мм [Темников, 1960].

Устройства с записью на магнитную ленту

Магнитная запись основана на способности ферромагнитных материалов сохранять состояние остаточного намагничивания, соответствующее создаваемой при записи напряженности магнитного поля. В качестве ферромагнитных материалов используются порошкообразная окись железа Fe_2O_3 , окись кобальта Co_2O_3 и другие с размером частиц 0,3—0,8 мкм. Ферромагнитный порошок, смешанный с лаком, наносится тонким слоем (от 10 до 30 мкм) на основу ленты, которой может быть обычная киноплёнка без фоточувствительного слоя или нейлоновая лента. Лента применяется в виде рулонов с емкостью до 1000 м. Ширина ее колеблется от 6,55 (на 1—3 дорожки) до 125 мм (на 50 дорожек). Наибольшее применение получили ленты шириной 17,5 и 35 мм. Информация записывается с помощью магнитных головок, которые создают магнитные поля, воздействующие на ферромагнитное покрытие ленты в момент прохождения его под магнитной головкой.

Конструктивно магнитная головка выполняется в виде подковообразного сердечника 1 с намотанной на нем обмоткой 2 (рис. V-27). Магнитопровод набирается из тонких листов пермаллоя и имеет

два зазора: рабочий δ_1 и вспомогательный δ_2 . Вблизи рабочего зазора образуются скошенные и тщательно отшлифованные полюсные наконечники, по которым скользит лента $З$. Для сохранения постоянной величины рабочего зазора и предохранения от загрязнений в него вставляется пластинка из немагнитного материала. Вспомогательный зазор используется для уменьшения остаточного намагничивания магнитопровода и стабилизации его свойств. Число ампер-витков записывающей головки выбирается с таким расчетом, чтобы при намагничивании ферромагнитных участков ленты достиглось их хорошее насыщение.

Информация записывается на ленте в виде намагниченных участков — диполей, направление намагничивания которых определяет единицу или нуль в данном разряде кода числа. Для этого по обмотке

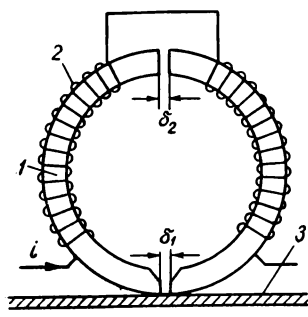


Рис. V-27. Схема магнитной головки.

записывающей головки в строго определенные моменты времени пропускаются импульсы тока i , соответствующие записываемой информации. Эти импульсы создают в рабочем зазоре головки магнитный поток, пропорциональный намагничивающим ампер-виткам. Магнитный поток замыкается в основном через ферромагнитные участки ленты, прилегающие к головке, а не через рабочий зазор, который обладает большим сопротивлением магнитному потоку, чем ферромагнитные участки. При прохождении магнитного потока участки намагничиваются. Это намагниченное состояние сохраняется и после

исчезновения магнитного потока. Намагниченные участки располагаются по поверхности ленты один за другим в направлении движения, образуя дорожку. Ширина дорожек, т. е. диполей, колеблется в пределах 1—4 мм. Информация на ленту, как правило, наносится одновременно на нескольких параллельных дорожках. Для этого используется соответствующее число головок, собранных в единый блок.

Количество дорожек, располагающихся по ширине ленты, зависит от толщины головки и может достигать 12 дорожек на 1 см. Одна из дорожек с записью символов синхронизации в виде «единиц», каждая из которых совпадает по расположению с цифрами информации других дорожек, используется в качестве синхронизирующих импульсов.

Дискретная информация на ленту может записываться двумя способами: размагничиванием магнитносителя и перемагничиванием. В первом случае ферромагнитная пленка может иметь три состояния намагничивания: нулевое, положительное и отрицательное; во втором — только положительное и отрицательное (запись осуществляется полным насыщением ферромагнитной пленки). Второй способ записи обладает высокой надежностью и быстродействием

и потому более широко применяется. Запись может быть стерта размагничиванием переменного или постоянного магнитного поля при помощи тех же или других магнитных головок.

Записанная информация считывается также при помощи магнитных головок, относительно которых перемещается лента. Магнитное поле диполя, проходя над считывающей головкой, замыкается через ее сердечник и наводит э. д. с. в обмотке, благодаря чему появляется обратный сигнал при считывании соответствующей цифры.

Обычно записывающие и воспроизводящие головки выполняются в виде единого блока. Для исключения взаимного влияния головок между ними устанавливаются магнитные экраны. В некоторых случаях одна и та же головка используется для записи и считывания информации.

Величина э. д. с., наводимой в обмотке головки при считывании информации, зависит от скорости изменения магнитного потока в сердечнике головки, т. е. от скорости перемещения ленты. Поэтому для получения большей величины э. д. с. скорость протягивания ленты целесообразно увеличить. Однако повышение ее ограничивается механической прочностью ленты, долговечностью лентопротяжного механизма и полосой пропускания воспроизводящего канала.

Лентопротяжный механизм должен обеспечить плотный контакт ленты с магнитной головкой и соответствующую скорость ее передвижения. Схема его показана на рис. V-28. Работа лентопротяжного механизма характеризуется временем обращения к нужной информации, которое определяется в соответствии с выражением

$$t = t_1 + t_2 + t_3,$$

где t_1 — время пуска лентопротяжного механизма; t_2 — время ожидания нужной группы кодов; t_3 — время считывания или записи кодов.

Для сокращения времени t_1 необходимо уменьшить период пуска, снижая величину инерционных сил. Этого можно добиться с соответствующей конструкцией лентопротяжного механизма, в котором кассеты для хранения ленты заменяются карманами. Это позволяет значительно уменьшить массы лентопротяжного механизма, участвующие в пусковом периоде, а следовательно, уменьшить время разгона. Время поиска t_2 зависит от линейной плотности записи информации, а также от наличия реверса в схеме лентопротяжного механизма. Для ускорения записи и считывания информации увеличивают

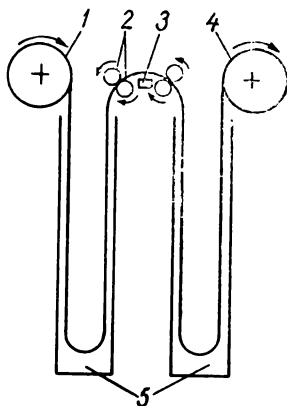


Рис. V-28. Схема лентопротяжного механизма.

- 1 — сматывающая катушка; 2 — направляющие ролики; 3 — магнитная головка; 4 — наматывающая катушка; 5 — свободные петли.

разрешающую способность ферромагнитного покрытия ленты и улучшают параметры записывающих и считывающих головок.

Поддержание постоянной скорости передвижения ленты необходимо для получения постоянной плотности записи или постоянной амплитуды при считывании сигналов. Для регулировки скорости движения иногда применяются специальные следящие системы.

Устройства с записью на магнитный барабан

Время обращения можно значительно сократить, если вместо ленты применить магнитный барабан, вращающийся с большой скоростью. Барабан представляет собой цилиндр из диамагнитного металла, чаще всего из алюминия или его сплава с ферромагнитным покрытием толщиной 10—100 *мкм*. Покрытие получается либо гальваническим осаждением, либо распылением суспензии окиси железа. По образующей барабана располагаются магнитные головки на расстоянии от поверхности барабана не более 100 *мкм*. Таким образом, информация записывается на дорожках, представляющих собой замкнутые параллельные окружности. На 1 *см* длины барабана размещается до 12 дорожек, а плотность записи по длине дорожки барабана достигает 30—40 знаков на 1 *см*.

Диаметр барабана обычно составляет 10—30 *см* и в некоторых случаях достигает 80 *см*. Однако при большом диаметре барабана возможен радиальный бой, превышающий воздушный зазор между головками и поверхностью барабана. Во избежание этого применяется специальная конструкция так называемых плавающих в воздухе магнитных головок. При вращении барабана они удерживаются на определенном, очень незначительном, расстоянии от него при помощи воздушной подушки, создаваемой между поверхностью барабана и головками за счет быстрого вращения барабана и подачи воздуха под высоким давлением. Для предохранения поверхности от механических повреждений магнитный барабан помещают в герметичный кожух. Скорость вращения его составляет в среднем 2000—3000 *об/мин*

Емкость барабана можно определить из выражения

$$C \approx \frac{1}{m} \pi Dblq,$$

где b — плотность записи информации вдоль дорожки; q — количество головок на 1 *см* образующей барабана; m — количество цифр кода; D — диаметр барабана; l — длина образующей барабана.

Емкость барабана средней величины достигает нескольких десятков тысяч двоичных единиц. Максимальная емкость современных магнитных барабанов составляет 1,5—2 млн. дв. ед. Несмотря на наличие вращающегося барабана, срок бесперебойной работы регистрирующих устройств достигает нескольких лет.

в каждой матрице содержится 512, 1024, 2048 или 4096 сердечников. Каждый сердечник имеет две (при плоском расположении) или три (при пространственном) первичные обмотки, служащие для записи и выбора необходимого сердечника при считывании, и одну вторичную, служащую для считывания. Практически обмотки в кольцевых сердечниках выполняются в виде проводников, пронизывающих сердечники в горизонтальном и вертикальном направлении.

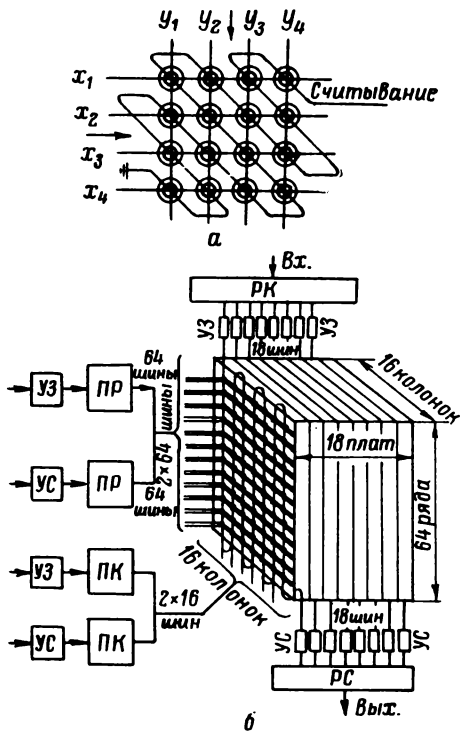


Рис. V-29. Регистрирующее устройство на ферромагнитных сердечниках. а — двумерная матрица; б — схема управления матричным параллелепипедом.

ка, т. е. $H_c/2 < H < H_c$ (H — напряженность магнитного поля, создаваемого импульсом тока; H_c — коэрцитивная сила материала сердечника). Поэтому изменяется магнитное состояние только того сердечника, который находится на пересечении соответствующих шин x и y , т. е. в котором магнитные потоки от токов i_x и i_y складываются. При перемагничивании сердечника, находящегося на пересечении шин x и y , на его выходной обмотке появится сигнал большей амплитуды. На выходных же обмотках других сердечников сигнала не возникнет, так как они не перемагничиваются.

Таким образом, для записи кода вначале по заданному адресу на шины x_i, y_j подаются импульсы тока одноименной полярности, удовлетворяющие приведенной выше зависимости. Сердечник при

На рис. V-29, а показана двумерная матрица из шестнадцати сердечников. Обмотки (шины) x_1, x_2, x_3, x_4 и y_1, y_2, y_3, y_4 , пронизывающие соответственно горизонтальные и вертикальные ряды сердечников, по которым подаются перемагничивающие импульсы тока, служат для выбора нужного сердечника в матрице, а общая шина, пронизывающая последовательно все сердечники, — для считывания двоичных цифр.

Для записи или считывания цифры с какого-либо кольца подают одинаковые импульсы тока на шины x и y , имеющие заданные номера. Величина импульса тока выбирается из условия, чтобы магнитный поток, создаваемый током i одной обмотки, был несколько меньше необходимого для изменения магнитного состояния сердечника.

Устройства с записью на магнитные диски

В магнитных регистрирующих устройствах в качестве носителей информации могут быть использованы диски. На одной оси располагается до нескольких десятков дисков с расстоянием между ними около 10 мм. Это позволяет подводить магнитные головки к любой из дорожек, расположенных по обеим сторонам дисков.

В США разработано регистрирующее устройство на пятидесяти магнитных дисках, насаженных на оси, вращающейся со скоростью 1200 об/мин. На каждой стороне диска располагается по 100 дорожек. Таким образом, емкость устройства достигает 80 млн. дв. ед. Запись и считывание информации могут производиться в любой последовательности. При этом скорость определяется временем, необходимым для того, чтобы подвести головку к нужной дорожке (~ 1 сек).

В некоторых регистрирующих устройствах применяются диски, у которых ферромагнитный слой из сплава никеля и кобальта наносится в виде радиальных спиц. Каждый участок спицы, соответствующий месту пересечения ее с концентрической окружностью под головкой, служит для записи 1 дв. ед. информации. Достоинство таких дисков заключается в возможности получения сигналов считывания в виде импульсов величиной до 12 в.

В последнее время разработаны магнитомодуляционные головки, в которых величина считываемого сигнала зависит от величины магнитного потока, а не от его производной, т. е. не зависит от скорости перемещения магнитоносителя. Использование их позволяет значительно расширить область применения магнитных регистрирующих устройств.

К недостаткам магнитных регистрирующих устройств относятся наличие механических частей, движущихся с большими скоростями, необходимость значительных затрат времени для выборки необходимой информации при считывании, отсутствие визуального контроля записываемой информации.

Устройства с записью на ферритовых сердечниках

Магнитные регистрирующие устройства на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса (ферритах) широко применяются в цифровых машинах в качестве быстродействующих запоминающих устройств. Каждый ферритовый сердечник, обычно выполняемый в виде кольца, служит для регистрации одного двоичного разряда кода. Нуль и единица регистрируются соответствующим магнитным состоянием кольца, которое может сохраняться длительное время.

Для регистрации цифр одноименных разрядов всех кодов ферритовые сердечники набираются в виде плоской двухмерной сетки (матрицы), в точках пересечения которой они размещаются. Для регистрации всех разрядов кодов матрицы соединяются между собой так, что образуют матричный параллелепипед. Количество матриц в параллелепипеде равно числу разрядов кодов (для создания резерва несколько больше). В зависимости от необходимой емкости памяти

Соответственно обмотки считывания и записи сердечников, лежащих на одной вертикали, образуют 16 адресных шин для записи и 16 адресных шин считывания.

Таким образом, каждая адресная шина записи и считывания в вертикальном направлении проходит через $16 \times 18 = 288$ сердечников и в горизонтальном через $64 \times 18 = 1152$ сердечника. Обмотки считывания матрицы соединяются последовательно и подключаются к выходным усилителям считывания *УС*, выходы которых подсоединены к регистру считывания *РС* на восемнадцать разрядов.

В случае записи код числа подается через регистр кода числа записи *РК*, промежуточные усилители *УЗ* и поступает параллельно на 18 обмоток записи каждой матрицы.

Необходимый код числа в параллелепипеде при считывании и записи выбирается с помощью переключателей колонок и рядов *ПК* и *ПР* 64 адресных шин по горизонтали и 16 по вертикали. Адрес расположения числа в кубике задается кодами адреса числа по горизонтали и вертикали. На цикл записи и считывания информации требуется всего 20 мксек, а для перемангничивания каждого сердечника 0,32 ампер-витка.

В настоящее время вместо ферритовых колец применяются ферритовые пластинки с отверстиями, что позволяет снизить необходимую мощность возбуждения и уменьшить размеры запоминающего устройства. Основными достоинствами магнитных регистрирующих устройств на ферритовых сердечниках являются: простота конструкции, высокая надежность, быстрота записи и считывания, возможность получения большой емкости и длительного хранения информации без потребления энергии.

§ V-13. Дискретные электростатические устройства

В настоящее время для ввода информации в ЦВМ начинают применяться электростатические регистрирующие устройства с записью на электростатических лентах, барабанах, ферроэлектриках с прямоугольной петлей гистерезиса и на электростатических ЭЛТ. По принципу действия эти устройства, по существу, не отличаются от ранее рассмотренных электростатических регистрирующих устройств. Разница заключается лишь в форме представления зарегистрированной информации.

Скорость регистрации устройств на ленте может достигать 600 шестизрядных двоичных чисел в секунду. Быстродействие таких устройств ограничивается в основном лишь быстродействием лентопротяжного механизма. Записанная информация при вводе ее в ЦВМ считывается с ленты фотоэлектрическим способом. Преимуществом этого регистрирующего устройства перед магнитным заключается в том, что записанная информация может визуальным образом контролироваться без каких-либо вспомогательных устройств. Однако электростатические регистрирующие устройства пока еще не получили широкого применения, так как не налажено их серийное производство.

этом устанавливается в положение, условно принимаемое за изображение нуля. Если в данном разряде записываемого кода стоит 0, то никаких последующих действий для записи не требуется; если 1, то через шины x_i , y_i необходимо пропустить токи такой же амплитуды, но противоположной полярности. Сердечник перемагничивается в состояние 1. Во избежание передачи сигнала с выходной обмотки во внешнюю цепь при записи выходная обмотка размыкается.

Считывание информации заключается в определении магнитного состояния сердечника, расположенного на пересечении соответствующих шин. Для этого на шины x_i , y_i подаются одинаковые импульсы тока, обладающие полярностью, при которой сердечник переходит в состояние 0. Если до считывания сердечник находился в состоянии 1, то в считывающей обмотке будет наводиться э. д. с. полезного сигнала. Если же это кольцо находилось в состоянии 0, то после подачи импульсов тока считывания оно останется в том же состоянии и на выходе считывающей обмотки полезного сигнала не возникнет. Наводимые при этом в обмотке считывания небольшие импульсы э. д. с., обусловленные отличием существующей петли гистерезиса от прямоугольной, являются помехой. Для уменьшения ее следует применять кольца с хорошей прямоугольностью петли гистерезиса и малым разбросом магнитных характеристик.

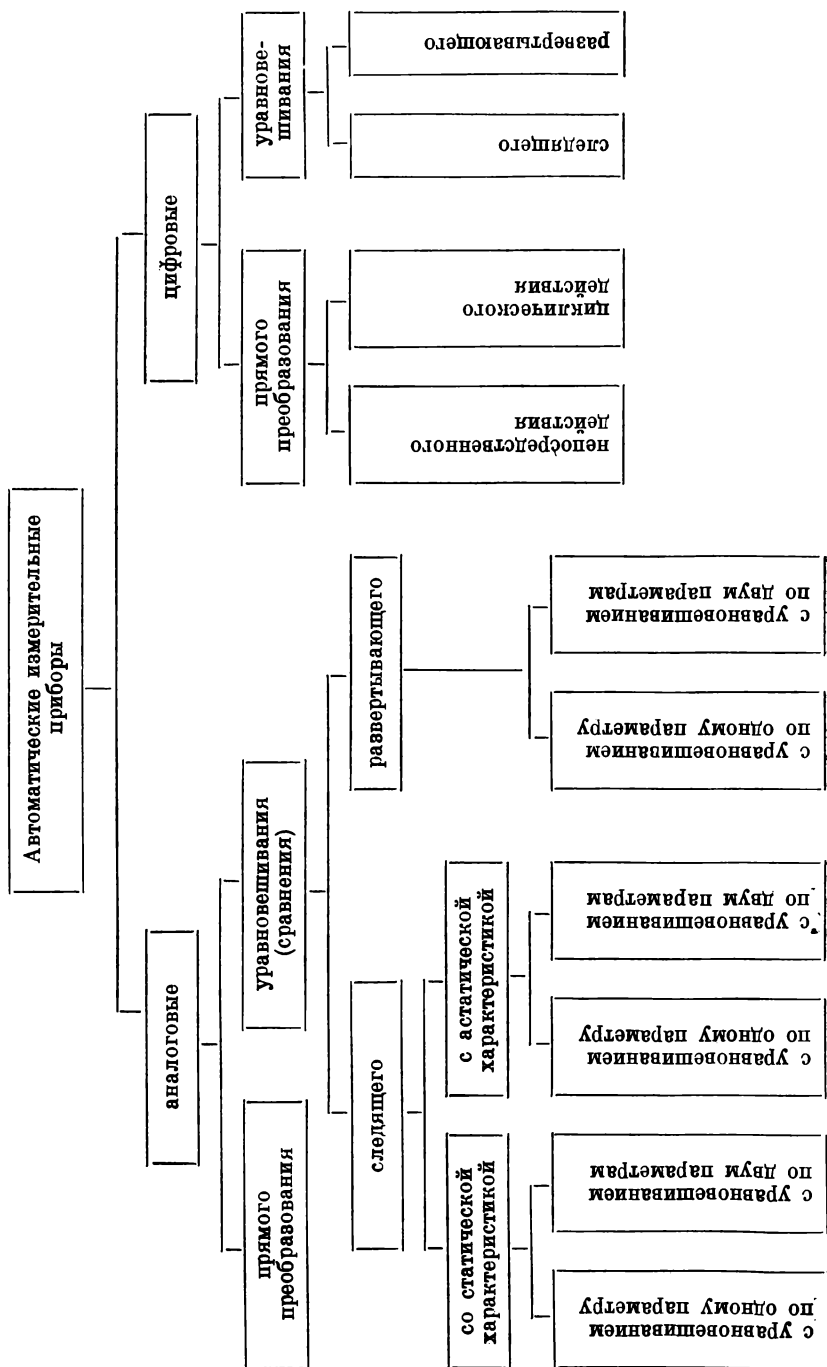
При считывании происходит разрушение записанной информации. Если она должна быть восстановлена, то необходимо, чтобы за операцией считывания следовала новая запись стертой информации.

На рис. V-29, б показана схема управления матричным параллелепипедом, набранным из 18 плоских матриц [Бутусов, 1966б]. Каждая матрица имеет 64 горизонтальных и 16 вертикальных рядов по 1024 сердечника в каждой плате. Соответственно емкость каждой платы составляет 1024 кода для каждого разряда числа. Весь матричный параллелепипед способен запоминать 1024 двоичных числа.

Запись и считывание кодов чисел матричного параллелепипеда производится одновременно и параллельно во всех плоскостях. Каждый сердечник пронизывается шестью проводниками (двумя горизонтальными и четырьмя вертикальными), образующими шесть одновитковых обмоток. Одна пара проводников (горизонтальный и вертикальный) используются для записи кода в избранном сердечнике, а другая для сброса сердечника в положение 0 при считывании информации по принципу совпадения полутоков. Два оставшихся вертикальных провода используются как выходная обмотка считывания каждого сердечника и входная обмотка для записи кода числа. Этот провод проходит через все сердечники данной шины.

Следовательно, в каждой матрице содержится по 64 обмотки считывания и записи для каждого из 64 горизонтальных рядов и по 16 обмоток считывания и записи для каждого из 16 вертикальных рядов. Обмотки считывания и записи сердечников, лежащих на одной горизонтали во всех матрицах, соединяются последовательно и образуют по 64 адресные горизонтальные шины считывания и записи.

Схема классификации автоматических измерительных приборов



ГЛАВА VI

АВТОМАТИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

§ VI-1. Классификация

Измерительные приборы, в которых процесс измерения и представления его результатов происходит без вмешательства оператора, называются автоматическими. Эти приборы, получившие применение при автоматизации производственных процессов в различных отраслях промышленности, по форме представления выходной информации можно разделить на аналоговые и цифровые (см. схему). В аналоговых приборах результат измерения выдается в виде непрерывной функции от измеряемой величины, а в цифровых — в виде числа или кода.

Текущее значение выходной величины в аналоговых приборах отображается перемещением указателя регистрирующего органа относительно шкалы, а в цифровых — изображением чисел на цифровом отсчетном устройстве или на бланке регистрирующего устройства. По принципу действия и те и другие подразделяются на приборы прямого преобразования и приборы уравнивания (сравнения). В первых, выполняемых по разомкнутой структурной схеме, погрешности отдельных звеньев суммируются, поэтому звенья должны обладать высокой стабильностью коэффициента преобразования. Цифровые приборы прямого преобразования в зависимости от характера преобразования бывают непрерывного и циклического действия. В приборах непрерывного действия выходной код следит за измеряемой величиной при каждом ее изменении, превышающем ступень квантования, а в циклических процесс измерения повторяется по заданной программе и новое значение выходного кода выдается после сброса на нуль предыдущего.

В приборах уравнивания, которые выполняются по замкнутой или комбинированной структурной схеме, неизвестная величина автоматически уравнивается известной. В следящих приборах уравнивающая (компенсирующая) выходная величина непрерывно следит за изменениями измеряемой величины, превышающими порог чувствительности. Если же эти изменения не превышают порога чувствительности, то прибор находится в состоянии покоя. В приборах развертывающего уравнивания измеряемая величина

помощью синхронного двигателя или часового механизма. Скорость перемещения диаграммной ленты может регулироваться от 5 до 14 400 мм/ч. Электроизмерительные регистрирующие приборы выпускаются в соответствии с ГОСТ 1845—59 следующих классов точности: 0,05; 0,1; 0,2; 1,0; 2,5 и 4,0; причем класс точности определяется по записи. Время успокоения не должно превышать 2 сек.

Частотный диапазон регистрации мгновенных значений токов и напряжений инфранизких частот обычно ограничивается пределами 0—0,8 гц. Для расширения частотного диапазона необходимо уменьшать период собственных колебаний T_0 подвижной системы измерительного механизма, определяемый по формуле

$$T_0 = 2\pi \sqrt{\frac{J}{W_m}}, \quad (\text{VI-1})$$

где J — момент инерции подвижной системы; W_m — удельный противодействующий момент.

В настоящее время отечественной промышленностью выпускаются регистрирующие приборы НЗ20-1 с частотным диапазоном 0—20 гц класса 1,5. Они изготавливаются как одно-, так и многоканальными. Подробное описание аналоговых приборов непосредственного измерения можно найти в работах В. О. Арутюнова [1958] и П. П. Орнатского [1965].

§ VI-3. Аналоговые измерительные приборы следящего уравнивания со статической характеристикой

Аналоговые приборы следящего уравнивания со статической характеристикой выполняются в виде компенсационных милливольтметров и миллиамперметров для измерения малых напряжений и токов, а также в виде мостов и компенсационных приборов для измерения неэлектрических величин. Компенсационные милливольтметры и миллиамперметры изготавливаются главным образом с электронными и фотогальванометрическими усилителями, охваченными глубокой отрицательной обратной связью, с выходом по напряжению или току.

На рис. VI-1 показаны схемы компенсационных милливольтметров и миллиамперметра с электронными усилителями. В милливольтметре с выходом по напряжению (рис. VI-1, а) измерительный прибор V не охвачен обратной связью. В качестве прибора V для измерения выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ переменного тока применяются электростатические вольтметры, а для измерения $U_{\text{вых}}$ постоянного тока — магнитоэлектрические вольтметры постоянного тока с большим внутренним сопротивлением, проградуированные в единицах измеряемой и компенсируемой величины.

В милливольтметре (рис. VI-1, б) и в миллиамперметре (рис. VI-1, в) с выходом по току в качестве измерительного прибора mA исполь-

уравновешивается разvertyвающейся компенсирующей величиной, повторяющейся циклически по заданному закону.

Аналоговые приборы следящего уравновешивания могут быть выполнены с интегрирующим звеном и без него. В соответствии с этим их можно разделить на приборы со статической и астатической характеристикой. Первым присуща статическая погрешность, поэтому их называют автокомпенсаторами с неполным уравновешиванием. Во вторых теоретически достижима полная компенсация.

К автоматическим измерительным приборам со статической характеристикой относятся компенсационные приборы с электронным и фотоэлектрическими усилителями, охваченными глубокой отрицательной обратной связью. К приборам с астатической характеристикой относятся автоматические компенсаторы постоянного и переменного тока, автоматические мосты для измерения сопротивлений, емкостей и индуктивностей.

В автоматических следящих аналоговых приборах уравновешивание может производиться по одному и двум параметрам. Приборы с уравновешиванием по одному параметру, измеряющие скалярные величины, получили более широкое применение ввиду их относительной простоты. Автоматические приборы с уравновешиванием по двум параметрам, измеряющие комплексные величины, более сложны по устройству.

В зависимости от вида представления выходной информации все автоматические приборы можно разделить на показывающие и регистрирующие. В показывающих результат измерения фиксируется оператором, а в регистрирующих — автоматически на специальном бланке.

§ VI-2. Аналоговые измерительные приборы прямого преобразования

Аналоговые измерительные приборы прямого преобразования широко применяются для измерения главным образом различных электрических величин: тока, напряжения, мощности и коэффициента мощности. Они выпускаются как показывающими, так и регистрирующими. Регистрирующий прибор состоит из измерительного и регистрирующего устройств. В качестве измерительного устройства в приборах непосредственного измерения электрических величин используются главным образом магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические и ферродинамические измерители [Темников, 1960].

Регистрирующее устройство состоит из регистрирующего органа и лентопротяжного механизма. Регистрирующий орган перемещается за счет энергии измерительной цепи, поэтому эти приборы характеризуются низкой чувствительностью и малой выходной мощностью. В качестве регистрирующего органа в этих приборах обычно используется перо с чернильницей. Выпускаются приборы с записью на ленточной и дисковой диаграмме. Диаграмма перемещается с

сируется, поэтому она суммируется с погрешностью преобразователя.

В милливольтметре с выходом по току измеряемый ток

$$I_{\kappa} = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_1 K_2 K_3 \beta} U_x, \quad (\text{VI-4})$$

где $K_1 = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_x + R_{\kappa}}$ — коэффициент преобразования схемы сравнения; $K_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}}$ — коэффициент преобразования усилителя; $K_3 = \frac{I_{\kappa}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{R_{\text{вых}} + R_{\text{пр}} + R_{\kappa}}$ — коэффициент преобразования выходной цепи усилителя; $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление усилителя; $R_{\text{пр}}$ — внутреннее сопротивление прибора; $\beta = \frac{U_{\kappa}}{I_{\kappa}}$ — коэффициент преобразования обратного преобразователя.

Суммарная погрешность милливольтметра

$$\gamma_c = \left(\frac{dK_1}{K_1} + \frac{dK_2}{K_2} + \frac{dK_3}{K_3} \right) \alpha - \frac{dR_{\kappa}}{R_{\kappa}} (1 - \alpha). \quad (\text{VI-5})$$

При $K_1 K_2 K_3 \beta \gg 1$ погрешность γ_c определяется вторым членом, зависящим в основном лишь от стабильности сопротивления R_{κ} .

Уравнение компенсационного миллиамперметра для выходного тока I при $R_{\text{вх}} \ll R_x$ и $R_{\text{вх}} \ll R_0$ имеет вид

$$I = I_x \frac{K}{1 + K\beta}, \quad (\text{VI-6})$$

где $K = \frac{I}{\Delta I}$ — коэффициент преобразования усилителя по току; $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_0 + R_{\text{вх}}}$ — коэффициент преобразования обратного преобразователя; $R_{\text{вх}}$, R_0 , R_1 — соответственно входное сопротивление усилителя, сопротивление обратной связи и сопротивление в цепи измерительного прибора.

Суммарная погрешность миллиамперметра определяется из выражения

$$\gamma_c = \frac{dK}{K} \alpha - \frac{(dR_1 R_{\text{вх}} - dR_{\text{вх}} R_1) + (dR_1 R_0 - dR_0 R_1)}{R_1 (R_0 + R_{\text{вх}} + R_1)} (1 - \alpha). \quad (\text{VI-7})$$

В случае равенства

$$\frac{dR_1}{R_1} = \frac{dR_0}{R_0} = \frac{dR_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}$$

вторая составляющая погрешности будет равна нулю.

Фотогальванометрические компенсационные приборы, обладающие высокой чувствительностью и малой погрешностью, широко применяются для измерения малых постоянных напряжений и токов. Чувствительность таких приборов достигает долей микровольта и погрешность 1,5—2,5%. Основными модификациями фотогальвано-

зуется миллиамперметр, охваченный отрицательной обратной связью.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, измеряемое выходным вольтметром V , в милливольтметре с выходом по напряжению [Орнатский, 1965]

$$U_{\text{вых}} = U_x \frac{K_1 K_2}{1 + K_1 K_2 \beta}, \quad (\text{VI-2})$$

где $K_1 = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_x + R_k}$ — коэффициент преобразования схемы сравнения; $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя Y ; R_x — внутреннее сопротивление источника измеряемого напряжения; R_k — сопротивление во входной цепи усилителя; $K_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}}$ — коэффициент преобразования усилителя; $\Delta U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе усилителя; $\beta = \frac{U_k}{U_{\text{вых}}} = \frac{R_k}{R_k + R_g}$ — коэффициент преобразования обратного преобразователя; U_k — падение напряжения на сопротивлении R_k ; R_g — сопротивление в цепи обратной связи.

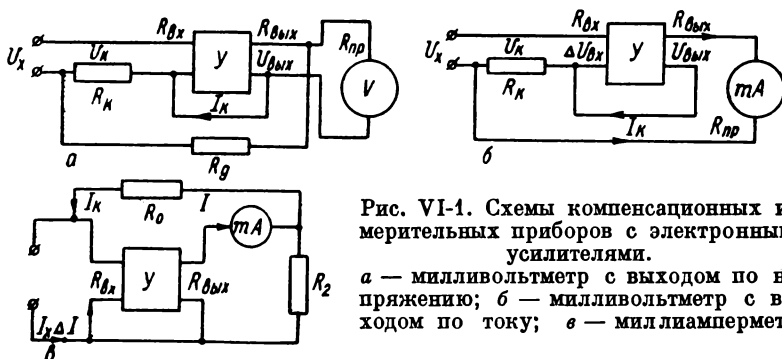


Рис. VI-1. Схемы компенсационных измерительных приборов с электронными усилителями.

а — милливольтметр с выходом по напряжению; б — милливольтметр с выходом по току; в — миллиамперметр.

Суммарная погрешность компенсационного преобразователя

$$\gamma_c = \frac{dK\alpha}{K} - \frac{d\beta(1-\alpha)}{\beta} = \left(\frac{dK_1}{K_1} + \frac{dK_2}{K_2} \right) \alpha - \left[\frac{(-R_k dR_g + R_g dR_k)}{(R_k + R_g) R_k} \right] (1 - \alpha), \quad (\text{VI-3})$$

где $\alpha = \frac{1}{K_1 K_2 \beta}$ — величина относительной недокомпенсации прибора; $K = K_1 K_2$.

Так как обычно величина $K\beta \gg 1$, то при $R_{\text{вх}} \gg R_x + R_k$ и стабилизированном питании усилителя первую составляющую погрешности можно уменьшить до пренебрежимо малой величины по сравнению со второй составляющей, которая определяется стабильностью сопротивлений R_k и R_g во времени и при изменении окружающей температуры. Погрешность измерительного прибора не компен-

В момент компенсации ток через рамку гальванометра не протекает, а ток, измеряемый миллиамперметром,

$$I = \frac{U_x}{R_k}. \quad (\text{VI-8})$$

Если сопротивление R_k постоянно, то отклонение стрелки прибора будет пропорционально измеряемому напряжению U_x .

В случае малого противодействующего момента гальванометра $W_m \approx 0$ показания прибора не зависят от изменения параметров фотосопротивлений, изменений напряжения источников питания и других внешних воздействий. Однако в реальных условиях $W_m \neq 0$ и в равновесном положении в рамке гальванометра протекает ток недокомпенсации ΔI , вызываемый напряжением недокомпенсации ΔU :

$$\Delta I = (U_x - U_k) K_1, \quad (\text{VI-9})$$

где $K_1 = \frac{1}{R_r + R_k + R_x}$ — коэффициент преобразования первого звена фотогальванометрического преобразователя.

Измеряемое напряжение определяется из выражения

$$U_x = \frac{1}{K_n} I, \quad (\text{VI-10})$$

где $K_n = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_1 K_2 K_3 \beta}$ — коэффициент преобразования преобразователя; K_2 , K_3 , β — коэффициенты преобразования соответственно гальванометра, дифференциальной схемы фотосопротивлений и выходного звена обратного преобразователя.

Погрешность прибора [Орнатский, 1965]

$$\gamma = \left(\frac{dK_1}{K_1} + \frac{dK_2}{K_2} + \frac{dK_3}{K_3} \right) \alpha - \frac{d\beta}{\beta} (1 - \alpha), \quad (\text{VI-11})$$

где $\alpha = \frac{1}{1 + K_1 K_2 K_3 \beta}$ — величина относительной недокомпенсации прибора.

Уравнение микроамперметра (рис. VI-2, б) имеет вид

$$I_x = \frac{I}{K_{кп}}, \quad (\text{VI-12})$$

где I_x — измеряемый ток; I — выходной ток; $K_{кп} = \frac{K_1 K_2 K_3}{1 + K_2 K_3 \beta}$ — коэффициент преобразования преобразователя.

Как видно из уравнения (VI-12), выходной ток I пропорционален измеряемому току, поэтому измерительный прибор mA градуируется в единицах I_x .

Погрешность гальванометра

$$\gamma = \frac{dK_1}{K_1} + \left(\frac{dK_2}{K_2} + \frac{dK_3}{K_3} \right) \alpha - \frac{d\beta}{\beta} (1 - \alpha). \quad (\text{VI-13})$$

метрических компенсационных приборов, выпускаемых отечественной промышленностью, являются приборы типа Ф-116, Ф-117 и Ф-113. Схемы фотогальванометрических компенсационных милливольтметров и миллиамперметров показаны на рис. VI-2.

Прибор включает в себя гальванометр Γ на растяжках, дифференциальное фотосопротивление $\Phi C_1, \Phi C_2$, включенное в мостовую схему, осветительную лампу Λ и выходной измерительный микроамперметр mA с нагрузкой R_H . В милливольтметрах применяются

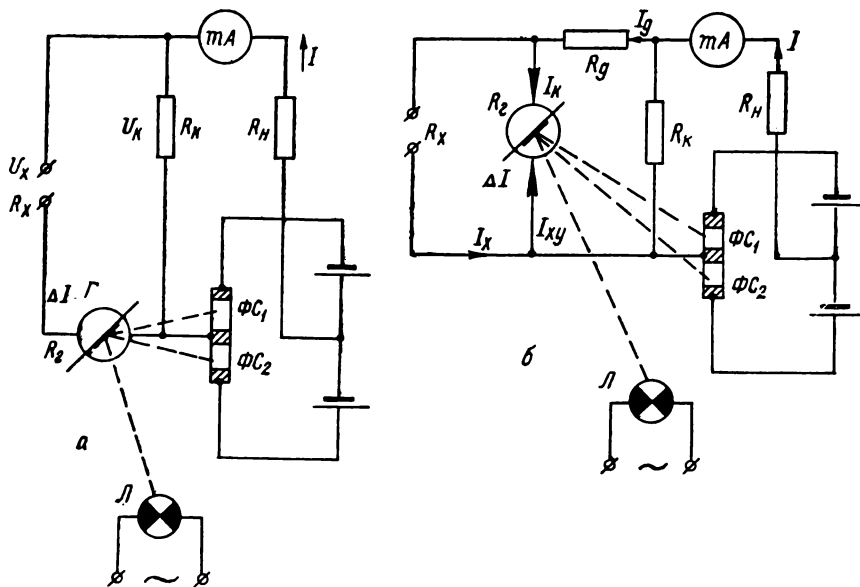


Рис. VI-2. Схемы фотогальванических компенсационных измерительных приборов:
 а — милливольтметра; б — миллимикроамперметра.

гальванометры с малым сопротивлением R_G , а в милли- и микроамперметрах — с большим R_G .

Измеряемое напряжение U_x , подаваемое на вход прибора (рис. VI-2, а), вызывает в цепи гальванометра ток ΔI , под действием которого отклоняется рамка гальванометра, а следовательно, и зеркальце, установленное на рамке, на угол α . На фотодиод подается соответствующий световой поток лампы, отраженный от зеркальца. Этот световой поток вызывает разбаланс мостовой схемы. С возникновением напряжения разбаланса в измерительной диагонали моста потечет ток, который создает на сопротивлении R_K падение напряжения $U_K = IR_K$ встречного направления с измеряемым напряжением U_x . Угол поворота рамки гальванометра $\Delta \alpha$ и ток I будут изменяться до тех пор, пока не установится равенство напряжений $U_x = U_K$, т. е. пока не будет скомпенсировано измеряемое напряжение.

Откуда

$$\Delta R_t = -\frac{R_k 4R}{U_n} I_k = R \alpha t_x, \quad (\text{VI-14})$$

где U_n — напряжение питания моста; ΔR_t — изменение сопротивления термометра с контролируемой температурой t_x ; R — сопротивление плеч моста; I_k — ток в выходной цепи усилителя Y ; R_k — сопротивление в цепи обратного преобразователя.

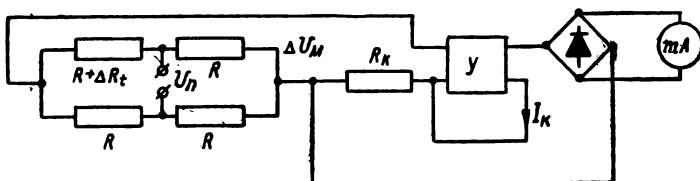


Рис. VI-4. Схема автоматического моста со статической характеристикой.

Отклонение указателя выходного прибора mA

$$\alpha = \frac{U_n \alpha_t}{4 R_k C_{пр}} t_x, \quad (\text{VI-15})$$

где $C_{пр}$ — постоянная выходного прибора; t_x — контролируемая температура.

Из выражения (VI-15) видно, что угол отклонения указателя зависит от напряжения питания моста U_n . Для снижения погрешности напряжение питания стабилизируют. Влияние напряжения питания можно устранить также использованием детекторного логометра в качестве выходного прибора.

§ VI-4. Аналоговые измерительные приборы следящего уравнивания с астатической характеристикой

В автоматических приборах с астатической характеристикой в качестве интегрирующего звена используется обычно электрический двигатель, обеспечивающий на выходе необходимую мощность для перемещения уравнивающего органа с указателем и регистрирующим органом. В зависимости от технических характеристик, рода измеряемых величин, конструктивного исполнения, вида диаграммы выпускается большое количество модификаций автоматических приборов [Бутусов, 1963а; Куликовский, 1966; Орнатский, 1965; Темников, 1960; Туричин, 1966]. В число их входят одноканальные и многоканальные приборы; показывающие и регистрирующие; с ленточной и дисковой диаграммой; сигнализирующие и регулирующие; нормальных, средних и малых размеров с низким и высоким входным сопротивлением; с реохордами и безреохордные и др.

Для уменьшения погрешности от изменения температуры сопротивления R_t и R_g выбираются с небольшим температурным коэффициентом сопротивления.

Для измерения переменных напряжений в широком частотном диапазоне выпускаются компенсационные электронные вольтметры и милливольтметры типа Ф-505, Ф-506, ВЗ-20, Т-17, Т-130, Ф-517, ФУ-32 и др.

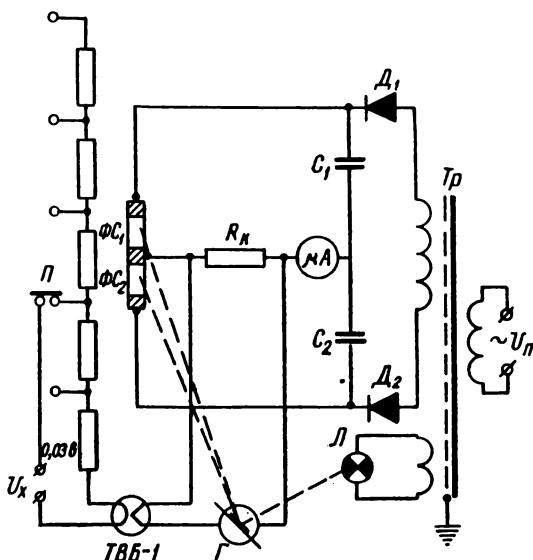


Рис. VI-3. Схема термоэлектрического компенсационного милливольтметра переменного тока Т-130.

На рис. VI-3 показана схема термоэлектрического милливольтметра Т-130 с нижним пределом измерения 30 мв переменного тока с частотным диапазоном до 1 Мгц. Измеряемое напряжение U_x преобразуется в ток нагревателя термопреобразователя ТВБ-1, т. э. д. с. которого измеряется фотогальванометрическим прибором, принцип действия которого был рассмотрен. Входное сопротивление прибора 300 ом. Переключатель П служит для изменения пределов измерения. Прибор питается от сети переменного тока через трансформатор Тр и диоды D_1 , D_2 . Конденсаторы C_1 и C_2 служат для сглаживания пульсаций.

Автоматические мосты со статической характеристикой используются главным образом для работы с датчиками сопротивлений. Они могут быть уравновешенными и неуравновешенными. В равноплечем мосте (рис. VI-4) с термометром сопротивления напряжение в измерительной диагонали моста

$$\Delta U_m = U_n \frac{\Delta R_t}{4R} = I_x R_k.$$

Автоматические приборы, служащие для измерения напряжений и токов, обычно называются компенсаторами или потенциометрами, а для измерения сопротивлений, индуктивностей, емкостей — мостами. Автоматические компенсаторы и уравновешенные мосты выпускаются в соответствии с ГОСТ 7164—66 классов 0,2; 0,5 и 1,0.

Автокомпенсаторы постоянного тока

Для измерения напряжения постоянного тока на входе автокомпенсатора используется измерительная схема сравнения напряжения (рис. VI-5), в которой измеряемое напряжение U_x , компенсирующее

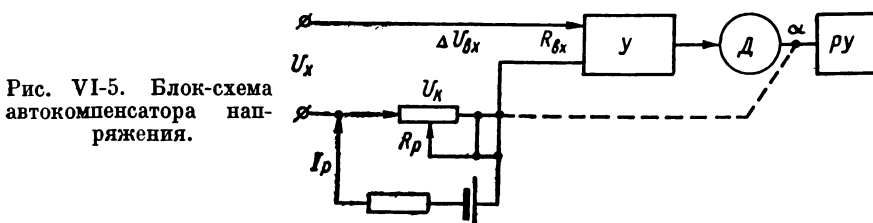


Рис. VI-5. Блок-схема автокомпенсатора напряжения.

напряжение U_k и входная цепь усилителя U включаются последовательно. Входное напряжение усилителя

$$\Delta U_{\text{вх}} = \frac{(U_x - U_k) R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_p + R_x}, \quad (\text{VI-16})$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя; R_p — сопротивление реохорда; R_x — внутреннее сопротивление датчика.

В компенсаторе напряжения обычно $R_{\text{вх}}$ значительно больше остальных сопротивлений измерительной схемы, поэтому выражение (VI-16) можно переписать в виде

$$\Delta U_{\text{вх}} \approx U_x - U_k. \quad (\text{VI-17})$$

Ток во входной цепи

$$\Delta I_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}}. \quad (\text{VI-18})$$

С приближением к положению равновесия ток в измерительной цепи уменьшается, что эквивалентно увеличению входного сопротивления

$$R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} \frac{U_x}{\Delta U_{\text{п. ч}}}, \quad (\text{VI-19})$$

где $\Delta U_{\text{п. ч}}$ — порог чувствительности.

В случае полной компенсации ($U_x = U_k = I_p R_p$) ток, а следовательно, и падение напряжения в измерительной цепи равны нулю. Если ток $I_p = \text{const}$, то перемещение движка реохорда будет пропорционально измеряемому напряжению U_x .

На рис. VI-6 показана принципиальная схема малогабаритного потенциометра ПСМР-2, разработанного под руководством автора

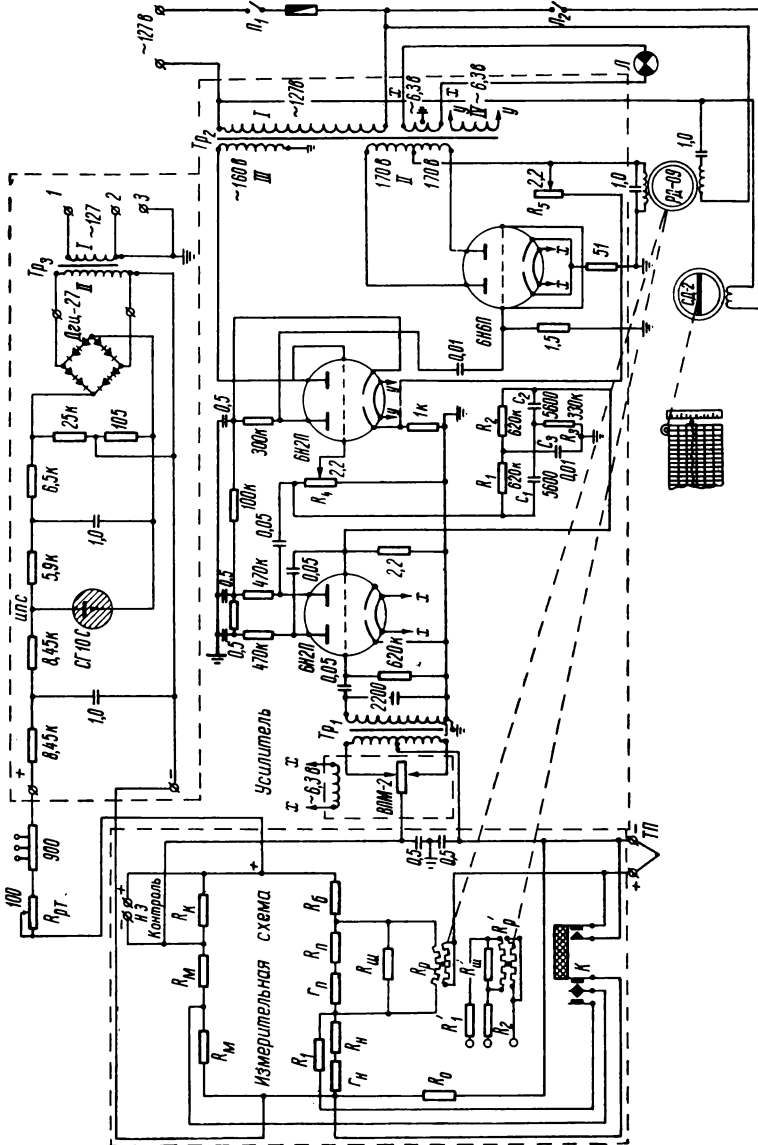


Рис. VI-6. Схема автоматического потенциометра типа ПСМР-2.

[Андреев, Бутусов, 1960]. Потенциометр предназначен для измерения температуры с помощью терморезисторов стандартных градуировок.

Как видно из рисунка, прибор состоит из уравновешенной компенсационной схемы измерений с устройствами дистанционной передачи

Анодные цепи каскада мощности питаются от обмотки II силового трансформатора Tr_2 . К средней точке обмотки II подключена обмотка управления двигателя РД-09, вторая обмотка которого подключена к сети через фазосдвигающий конденсатор.

Между сетками второго и третьего каскадов включен двойной Т-образный фильтр (R_1, R_2, R_3 и C_1, C_2, C_3), работающий как избирательная отрицательная обратная связь, настроенная на частоту 50 *гц*. Для регулировки коэффициента усиления усилителя в цепи сетки третьего каскада имеется регулятор чувствительности R_4 . С выхода усилителя в катодную цепь третьего каскада через сопротивление R_5 включена отрицательная обратная связь, служащая для повышения устойчивости работы прибора. Коэффициент усиления усилителя по напряжению составляет более $5 \cdot 10^6$.

С выходной осью двигателя РД-09 связаны движки реохордов R_p и R'_p , каретка с пером и указателем, диск релейного регулирующего устройства или реостатный задатчик.

Записывающее устройство состоит из каретки, на которой укреплена чернильница с пером, и лентопротяжного механизма, приводимого от синхронного двигателя СД-2. Прибор питается напряжением переменного тока 127 *в*, частотой 50 *гц*. Выключатель Π_1 служит для включения питания прибора, а Π_2 — для включения двигателя лентопротяжного механизма. Включение прибора сигнализируется лампой L .

Ширина диаграммной ленты 100 *мм*. Погрешность измерения и регистрации не превышает $\pm 1\%$.

Схема многоканального потенциометра типа ПС-1 показана на рис. VI-7 [Бутусов, 1963а]. Приборы ПС-1 выпускаются на 2, 3, 6 и 12 точек измерения. Термодпары к измерительной схеме подключаются автоматически с помощью многоточечного переключателя, приводимого в движение от синхронного двигателя СД-54. Измерительная схема питается от сухого элемента U_n с полуавтоматической установкой рабочего тока в измерительной цепи по нормальному элементу U_n , подключаемому при нажатии переключателя PK .

Для усиления сигнала недокомпенсации в приборе применен электронный усилитель УЭМ-109. В качестве исполнительного двигателя использован асинхронный двухфазный двигатель РД-09. Назначение остальных элементов то же, что и в предыдущем приборе. Ширина диаграммной ленты 160 *мм*, скорость продвижения ее можно менять ступенями 20, 40, 60, 80, 120, 240, 360, 480 и 720 *мм/сек*. Погрешность измерения составляет $\pm 0,5\%$, а регистрации $\pm 1,0\%$.

Для измерения весьма малых напряжений автором разработан автоматический регистрирующий микровольтметр ЭПП-11 [Бутусов, 1958а]. Прибор, разработанный на базе ЭПП-09, имеет предел измерения 0—100 *мкв* и погрешность не более $\pm 1\%$. Порог чувствительности не превышает 0,2%. Время прохождения указателем всей шкалы прибора не превышает 2,5 *сек*.

Для записи графиков двух функционально связанных величин вида $U_y = f(U_x)$ под руководством автора разработан автоматиче-

показаний и контроля исправности прибора, стабилизированного источника питания постоянного тока ИПС-113, нулевого указателя, показывающего и записывающего устройств. Кроме того, в приборах, предназначенных для регулирования контролируемой величины, встраивается либо реостатный задатчик для работы в комплекте со статическим или изотропным регулирующим устройством, либо релейное регулирующее устройство, не показанные на схеме.

Компенсационная измерительная схема выполнена в виде четырехплечего моста, образованного сопротивлениями $R_m, R'_m, R_k, R_n, r_n, R_6$ и калиброванным реохордом R_p с шунтами $R_{ш}, R_{п}, r_{п}$.

Устройство контроля исправности прибора состоит из переключателя K и сопротивления R_1 . При нажатии кнопки переключателя K замыкаются накоротко концы термопары $ТП$ и сопротивление измерительной схемы R_m . Одновременно сопротивления R_n, r_n шунтируются сопротивлением R_1 , и движок реохорда при исправном приборе автоматически перемещается в положение, соответствующее начальной отметке шкалы.

Для предотвращения аварии при работе прибора в схеме регулирования в случае обрыва цепи датчика предусмотрено сопротивление R_0 .

Устройство дистанционной передачи показаний прибора состоит из реохорда R'_p , спаренного с измерительным реохордом R_p , и подгоночных сопротивлений R'_1, R_2 .

Измерительная схема прибора питается от специального стабилизированного источника постоянного тока ИПС-113 [Бутусов, 1958в] на газовом стабилизаторе СГ10С. Переменное сопротивление $R_{рт}$ служит для регулировки выходного напряжения при смене стабилизатора и установке рабочего тока в измерительной схеме. Схема дистанционной передачи показаний питается от прибора дистанционного измерения.

Нулевой указатель представляет собой электронный усилитель переменного тока УЭМ-111 с двухфазным асинхронным двигателем РД-09. Для преобразования сигнала разбаланса измерительной схемы в виде напряжения постоянного тока в переменное напряжение в усилитель встроены преобразовательный каскад, состоящий из однополюсного малогабаритного электромагнитного преобразователя ВПМ-2 с входным трансформатором Tr_1 . Входной трансформатор кроме преобразования постоянного напряжения в переменное повышает его примерно в 10 раз и отделяет измерительную схему от входа усилителя.

Электронный усилитель УЭМ-111 выполнен по реостатно-емкостной схеме на трех двойных пальчиковых триодах. Первые три каскада, служащие для усиления напряжения, выполнены на триодах 6Н2П. Правая половина второй лампы 6Н2П используется в качестве кенотронного выпрямителя для питания анодных цепей каскадов усиления напряжения. Четвертый каскад усилителя, собранный на двойном триоде 6Н6П, выполняет роль фазочувствительного каскада усиления мощности.

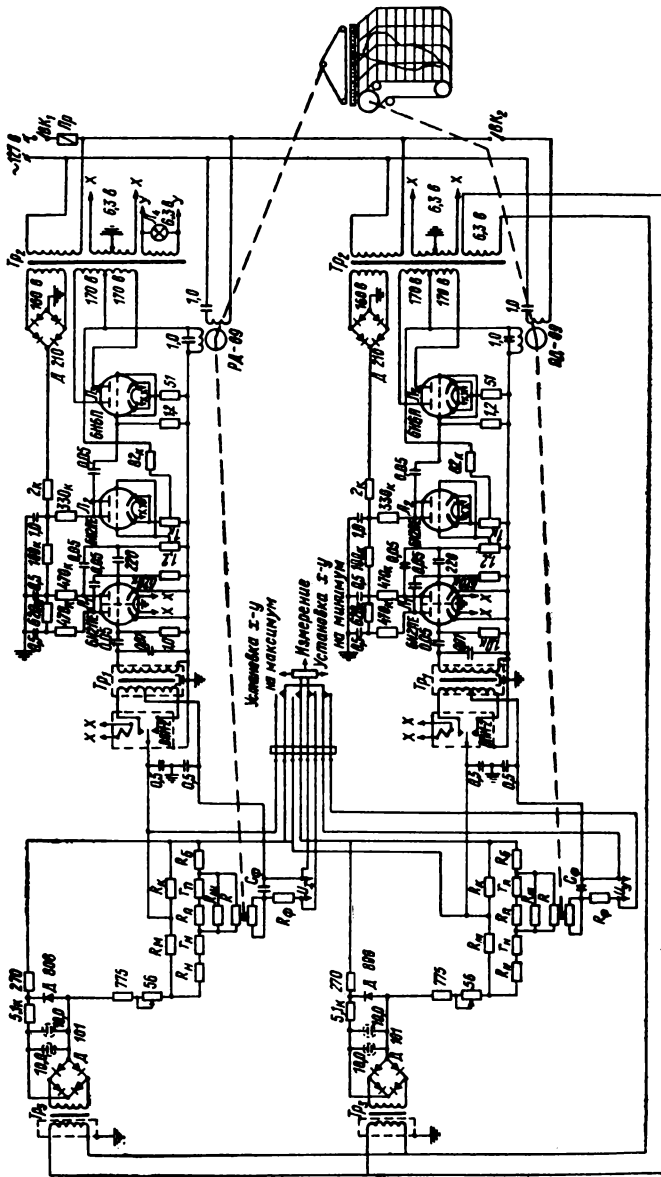


Рис. VI-8. Схема автоматического двухкоординатного потенциометра ЭП2К-01.

ский двухкоординатный потенциометр ЭП2К-01 [Бутусов, 1959б], принципиальная схема которого показана на рис. VI-8. Как видно из схемы, прибор состоит из двух следящих систем координаты x и y . Следящая система координаты x автоматически уравнивает измерительную схему координаты x и перемещает каретку с пером вдоль шкалы прибора, а следящая система координаты y также автоматически уравнивает измерительную схему координаты y и перемещает диаграммную ленту.

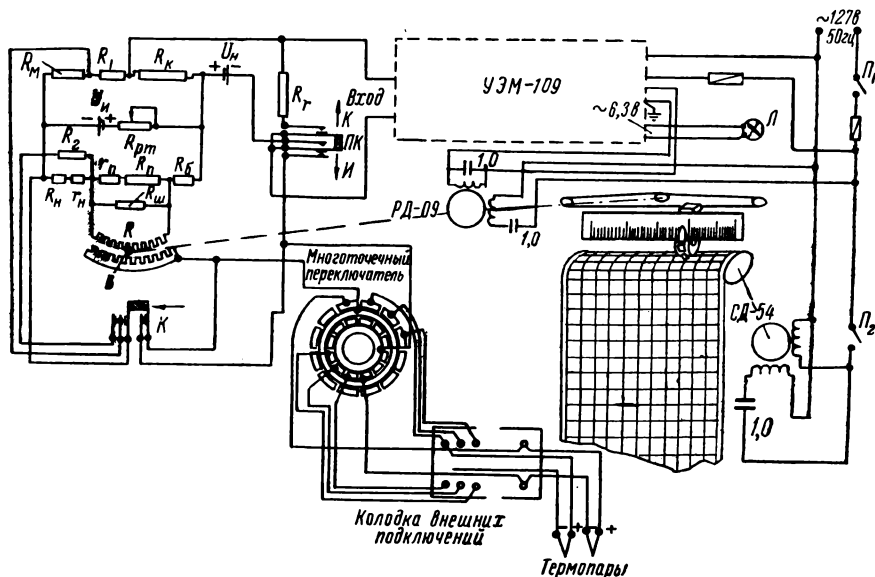


Рис. VI-7. Схема автоматического многоточечного потенциометра ПС-1.

Измерительные схемы прибора выполнены по компенсационной схеме с питанием от стабилизированных источников постоянного тока типа ИПС-148. В качестве стабилизирующего элемента источника применен стабилитрон Д808 с температурной компенсацией в виде медного сопротивления. Стабилизированные источники питаются от накальной обмотки силового трансформатора Tr_2 — усилителя координаты y . Источники питания обеспечивают большую стабильность выходного напряжения в течение длительного периода работы прибора. При колебаниях окружающей температуры в пределах $0-60^\circ\text{C}$ изменение выходного напряжения источника не превышает $0,03\%$ на каждые 10°C .

В приборе применены малогабаритные усилители постоянного тока УЭМ-111 с преобразованием измеряемого напряжения постоянного или медленно изменяющегося тока в переменное напряжение частотой 50 гц . Анодные цепи каскадов усиления напряжения

рис. VI-9 [Бутусов, 1961а]. Прибор состоит из мостовой компенсационной измерительной схемы с набором высокоомных шунтов $R_{ш}$ на входе, вибрационного преобразователя ВП, электронного усилителя ЭУ с выходом на обмотку управления реверсивного двигателя РД-09.

Для перемещения диаграммной ленты применен синхронный двигатель СД-09. Прибор выполнен на базе ЭПП-09. Измерительная схема питается от сухого элемента $U_{и}$ с контролем рабочего тока в измерительной цепи по нормальному элементу $U_{н}$. Контроль осуществляется автоматически с помощью перестановки переключателя $П_{к}$ из положения измерение I в положение контроль K . Прибор имеет четыре предела измерения, устанавливаемые переключателем $П_{п}$. Пределы измерения по току разбиты следующим образом:

Номер предела	Сопротивление, $Мом$	Пределы измерения, a
1	1,0	$0-2,6 \cdot 10^{-8}$
2	47	$0-2,6 \cdot 10^{-9}$
3	150	$0-8,5 \cdot 10^{-9}$
4	680	$0-6 \cdot 10^{-10}$

Переменное сопротивление R_3 служит для регулировки начала шкалы прибора. Измеряемый ток, проходя по шунтирующему сопротивлению, создает на нем падение напряжения U_x , которое измеряется обычным компенсационным способом. Входное сопротивление прибора около 10^{12} ом. Входное сопротивление компенсатора можно повысить до 10^{16} ом и чувствительность до 10^{-17} а, если в качестве преобразователя использовать динамический конденсатор.

Для измерения слабых токов, напряжений и зарядов высокоомных датчиков под руководством автора был разработан автокомпенсатор ЭПП-40 с динамическим конденсатором [Бутусов, 1959а]. Принципиальная схема его показана на рис. VI-10. Прибор состоит из измерительной схемы с нулевым указателем, устройства установки рабочего тока в измерительной схеме, устройства компенсации контактной разности потенциалов, переключателя пределов измерения, отсчетного и записывающего устройств и лентопротяжного механизма.

Потенциометрическая измерительная схема прибора выполнена в виде четырехплечего моста, образованного сопротивлениями R_3-R_7 . Шунтирующие сопротивления R_8-R_{11} и сопротивления $R_{13}-R_{17}$ служат для изменения пределов измерения. Пределы измерения устанавливаются при помощи переключателя $П$ и электромагнитных реле R_1-R_5 , встроенных в прибор.

Измерительная схема прибора питается от стабилизированного источника постоянного тока ИПС-113, выполненного на газовом стабилизаторе СГ201С. Для обеспечения постоянства потребляемого тока от стабилизированного источника при переключении пределов измерения предусмотрены гасящие сопротивления $R_{19}-R_{23}$, включаемые контактами соответствующего реле.

питаются от мостового выпрямителя, выполненного на кремниевых диодах. Для проверки работы прибора и натяжения диаграммной ленты в приборе имеется трехпозиционный переключатель.

Конструктивно прибор выполнен в корпусе автоматического моста ЭМП. Вес прибора около 35 кг. Питается он от сети переменного тока напряжением 127 в, частотой 50 гц. Прибор может быть изготовлен на пределы измерения по обем координатам 5, 10 и 20 мв. Основная погрешность измерения и записи не превышает $\pm 1\%$.

Малые токи с помощью автокомпенсаторов обычно измеряются по падению напряжения на шунте $R_{ш}$, устанавливаемом на входе измерительной схемы (рис. VI-5, б). В режиме полной компенсации

$$R_{ш}I_x = I_p R_p$$

или

$$I_x = \frac{I_p R_p}{R_{ш}} \quad (\text{VI-20})$$

Если $I_p = \text{const}$, то изменение R_p (перемещение движка реохорда) будет прямо пропорционально измеряемому току I_x . Применение схемы сравнения с шунтом позволяет использовать для измерения тока автоматический компенсатор напряжения.

Примером компенсатора для измерения малых токов по падению напряжения на шунте служит потенциометр ЭППВ-21, принципиальная схема которого показана на

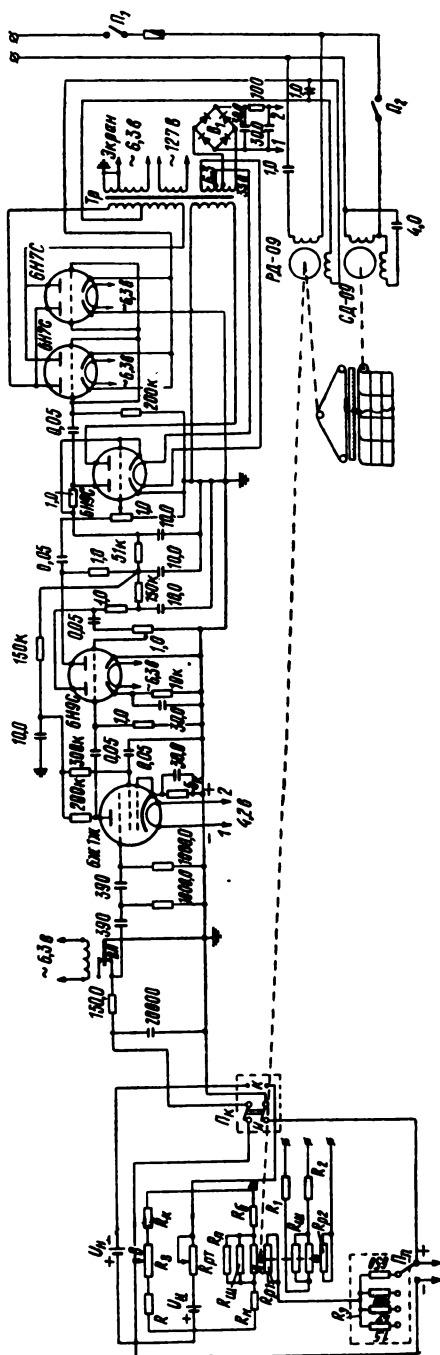


Рис. VI-9. Схема автоматического потенциометра ЭППВ-21.

Рабочий ток в измерительной схеме устанавливается и контролируется при помощи специального устройства, состоящего из многоконтактного переключателя $K_{p, \tau}$, высокоомного реле P_6 , нормального элемента U_1 и сопротивлений R_{12} , R_{18} . Переключатель $K_{p, \tau}$ на схеме показан в положении измерения I . Для проверки и установки рабочего тока в измерительной цепи необходимо переключатель $K_{p, \tau}$ нажатием кнопки перевести из положения I в положение контроля K и вращением движка сопротивления R_{18} вывести указатель на шкалу прибора, где он и должен оставаться. Этому положению указателя соответствует равенство падения напряжения на сопротивлении R_{12} от прохождения по нему тока измерительной схемы и э. д. с. нормального элемента U_1 , т. е. отсутствие переменной составляющей напряжения на входе указателя нуля. Если же величина тока в измерительной схеме равна заданному значению, то и при нажатии кнопки переключателя $K_{p, \tau}$ стрелка указателя будет быстро перемещаться к началу или концу шкалы прибора в зависимости от фазы вышеупомянутой разности напряжений.

В приборе предусмотрено устройство автоматической компенсации контактной разности потенциалов динамического конденсатора, которое автоматически вступает в работу через каждые 2 ч 40 мин работы прибора. Устройство состоит из переключателя $K_{к, p}$ и вспомогательной потенциометрической измерительной схемы, которая аналогично основной выполнена в виде четырехплечего моста, образованного сопротивлениями R_{25} , R_{24} и R_{26} . Сопротивление R_{25} имеет вид реохорда, на котором происходит компенсация напряжения контактной разности потенциалов. Мост питается от сухого элемента U_2 .

Вспомогательный мост своей измерительной диагональю включен в измерительную диагональ основного моста. Механизм конденсации контактной разности потенциалов включается от синхронного двигателя СД-09 через кинематическую систему и фрикционное зацепление или же нажатием кнопки переключателя $K_{к, p}$.

Электронный усилитель прибора выполнен по реостатно-емкостной схеме и состоит из четырех каскадов усиления напряжения и фазочувствительного каскада мощности. Первый каскад усилителя собран на пальчиковом пентоде L_1 (6Ж1П) и встроен в блок динамического конденсатора. Три последующих каскада усиления собраны на двойных триодах L_2 , L_3 (6Н9С). Первая половина лампы L_3 используется в качестве однополупериодного выпрямителя для питания анодных цепей каскадов усиления напряжения. В сеточную цепь третьего каскада включен делитель напряжения, служащий для измерения коэффициента усиления при переключении пределов измерения прибора. В сеточной цепи четвертого каскада установлен регулятор чувствительности, позволяющий регулировать коэффициент усиления при настройке прибора или при частичной потере эмиссии ламп. Между сеточными цепями четвертого и третьего каскадов включена отрицательная обратная связь в виде двойного Т-образного фильтра, настроенного на частоту 50 гц.

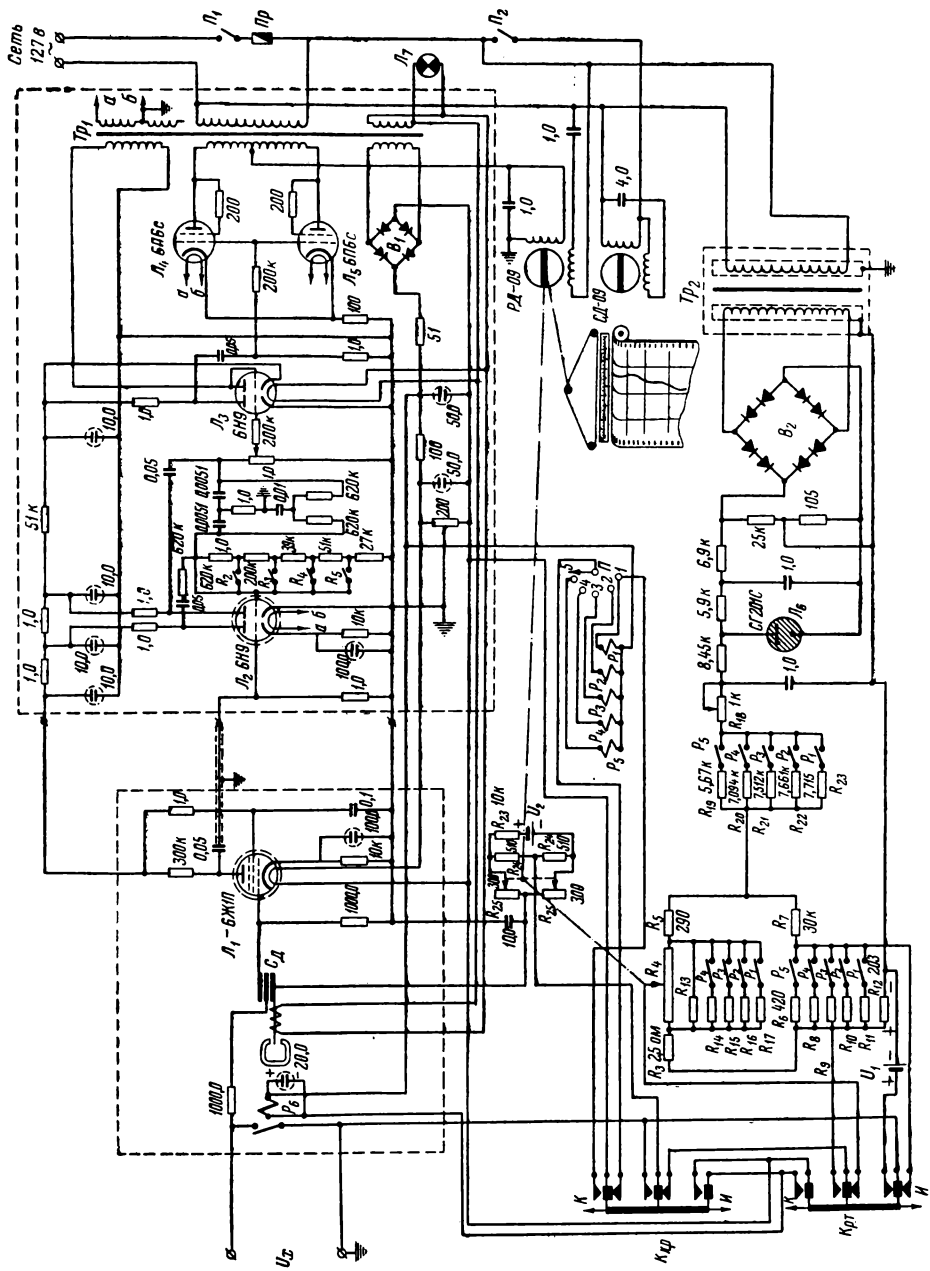


Рис. VI-10. Схема автокомпенсатора ЭПЦ-40 с динамическим конденсатором.

Фазочувствительный каскад мощности выполнен на тетрадах L_4, L_5 (6П6С) с питанием анодных цепей переменным током от вторичной обмотки силового трансформатора Tr_1 . К средней точке этой обмотки подключена обмотка управления асинхронного двигателя РД-09, обмотка возбуждения которого подключена к сети через фазосдвигающий конденсатор.

Вид автокомпенсатора ЭПП-40 с открытой крышкой показан на рис. VI-11. Блок динамического конденсатора I вынесен из прибора 2 и соединен с ним многожильным кабелем в стальном гибком шланге. Это позволяет приблизить его к объекту измерения и тем самым уменьшить входную емкость и увеличить входное сопротивление прибора за счет уменьшения длины соединительного кабеля.

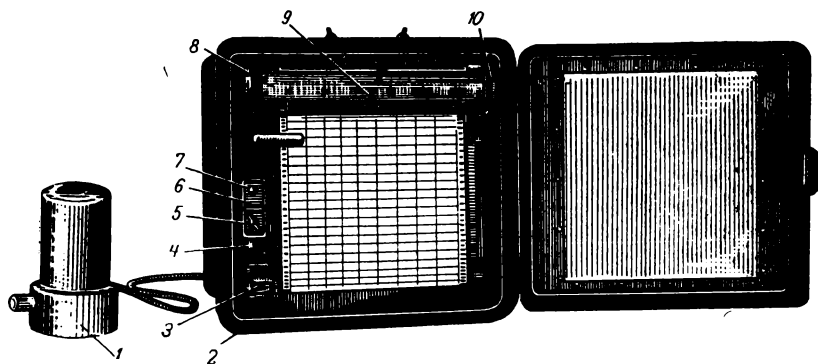


Рис. VI-11. Вид прибора ЭПП-40 с открытой крышкой.

Блок включает в себя собственно динамический конденсатор, каскад предварительного усиления и высокоомное реле P_6 . Динамический конденсатор язычкового типа имеет начальную емкость около 15 нф . Все узлы и детали конденсатора смонтированы в литом силуминовом корпусе, герметически закрытом пермалловым экраном.

В приборе на левой щеке откидного кронштейна 3 расположены кнопка 4 компенсации контактной разности потенциалов, переключатель пределов измерения 5 , реостат 6 и кнопка 7 , служащие для установки рабочего тока. В верхней части кронштейна укреплена шкала 8 , вдоль которой перемещается каретка с пером и указателем 9 . Уровень сигнализации задается по шкале прибора с помощью рукоятки задающего устройства 10 .

Все узлы и блоки прибора смонтированы внутри корпуса. Автоматический самопишущий компенсатор ЭПП-40 имеет пять переключающихся пределов измерения: 1-й — $0-100$; 2-й — $0-300$; 3-й — $0-1000$; 4-й — $0-3000$; 5-й — $0-10\ 000 \text{ мв}$.

Погрешность измерения и записи прибора не превышает $\pm 1\%$ от предела измерения. Порог чувствительности $0,3\%$; входное

сопротивление прибора не менее 10^{14} ом и входная емкость не превышает 20 пф. Питается прибор напряжением переменного тока 127 в, частотой 50 гц.

На базе автоматического компенсатора ЭПП-40 разработан прибор ЭПП-41, в котором измерительная схема и схема компенсации контактной разности потенциалов питаются от стабилизированных источников ИПС-148. Прибор включается в сеть переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц. Нижний предел измерения 0—25 мв. Наличие в автокомпенсаторах контактов в виде измерительного реохорда со скользящим токосъемным роликом, реостатов и контактной группы механизма установки рабочего тока снижает эксплуатационные качества приборов.

Реохорд вследствие его загрязнения и износа контактного ролика требует периодической чистки и смены ролика. При работе во влажной атмосфере и в агрессивных средах контакты окисляются, а реохорд быстро разрушается, что значительно сокращает срок службы прибора и снижает надежность его работы. Переход к питанию измерительной схемы потенциометров от стабилизированного источника постоянного тока позволяет избавиться от контактов, связанных с механизмом установки рабочего тока, но не устраняет недостатки, присущие реохорду.

Фирмой «Дженерал Электрик» выпускается безреохордный автоматический электронный потенциометр с магнитным компенсатором, принципиальная схема которого показана на рис. VI-12 [Бутусов, 1963а]. Прибор состоит из усилителя, магнитного компенсатора, выходного усилителя и асинхронного двухфазного двигателя. Измеряемое напряжение U_x , поступающее от термопары ТП или другого датчика постоянного тока, уравнивается выходным током усилителя на компенсирующем сопротивлении R_k . Если U_x не равно компенсирующему напряжению U_k , то разность их подается на вход преобразователя тока усилителя, работающего на эффекте Холла. Преобразованное напряжение переменного тока проходит через электронный усилитель и фазочувствительный выпрямитель с фильтром. Выпрямленный ток в виде отрицательной обратной связи подается на компенсирующее сопротивление R_k и последовательно соединенную с ним обмотку магнитного компенсатора W_1 . Погрешность компенсационной схемы усилителя может быть уменьшена до сравнительно малой величины за счет увеличения коэффициента усиления усилителя. Выходной ток усилителя измеряется компенсационным методом в магнитном компенсаторе.

Магнитный компенсатор состоит из ферромагнитного сердечника 1, между полюсами которого расположен вращающийся постоянный магнит 2. Последний с помощью реверсивного двигателя РД может поворачиваться вокруг оси О. При вертикальном положении магнита магнитный компенсатор линией АВ делится на две симметричные части. В каждой из них расположено по половине магнитопровода, на которых намотаны обмотки W_1 и W_2 . В этом положении постоянный магнит создает максимальное подмагничивающее поле

в половинках магнитопровода, причем обе половинки будут подмагничиваться равными потоками Φ_3 с обратными знаками.

При горизонтальном положении магнита подмагничивающие магнитные потоки, равные по величине, в верхней и нижней половинке магнитопровода противоположны по направлению. Следовательно, их результирующее подмагничивающее действие можно считать равным нулю.

Обмотка W_1 состоит из двух половин, соединенных встречно. По ней протекает постоянный измеряемый ток усилителя, который создает магнитное поле Φ_1 в сердечнике для сравнения его с полем постоянного магнита. Поток Φ_1 замыкается через экран Z магнитного компенсатора. Обмотка W_2 , состоящая из двух последовательно соединенных половин, питается от сети переменного тока через однополупериодный выпрямитель D . Этот ток создает в сердечнике пульсирующее магнитное поле Φ_2 и вызывает периодическое изменение магнитной проницаемости сердечника.

При отсутствии подмагничивающих постоянных полей магнитная проницаемость обеих половин магнитопровода изменяется одинаково при протекании по обмотке пульсирующего тока. Пульсирующий поток, пересекая витки обмотки W_1 , индуцирует в них равные и встречно направленные э. д. с., и на выходе обмотки напряжение равно нулю.

При прохождении постоянного тока по виткам половинок обмотки W_1 в магнитопроводе появляются подмагничивающие постоянные потоки. Вследствие встречного включения половинок обмотки создаваемые ими в магнитопроводе подмагничивающие потоки будут направлены противоположно друг другу. При определенном направлении и интенсивности подмагничивающих потоков будет происходить компенсация подмагничивающих полей, при этом переменное напряжение на выходе обмотки W_1 будет равно нулю.

Определенному положению постоянного магнита соответствует совершенно определенное значение силы постоянного тока, при котором происходит компенсация. Из сказанного следует, что данное устройство может быть использовано в качестве компенсирующего узла измерительного прибора.

Если поля постоянного магнита и обмотки W_1 не уравниваются друг друга, то обмотка W_1 окажется сцепленной с разностным магнитным потоком, пульсирующим вследствие изменения магнитной проницаемости сердечника. В обмотке W_1 будет наводиться э. д. с. переменного тока, которая проходит выходной усилитель, фильтруется, подается на управляющую обмотку двухфазного асинхронного двигателя PD и приводит его во вращение. Выходная ось двигателя связана с постоянным магнитом, который перемещается при этом в положение равновесия, т. е. в положение равенства магнитных полей. С выходной осью двигателя связан также указатель с записывающим устройством (на схеме прибора не показаны). По литературным данным, погрешность измерения прибора не превышает $\pm 0,25\%$ от верхнего предела шкалы прибора. Погрешность

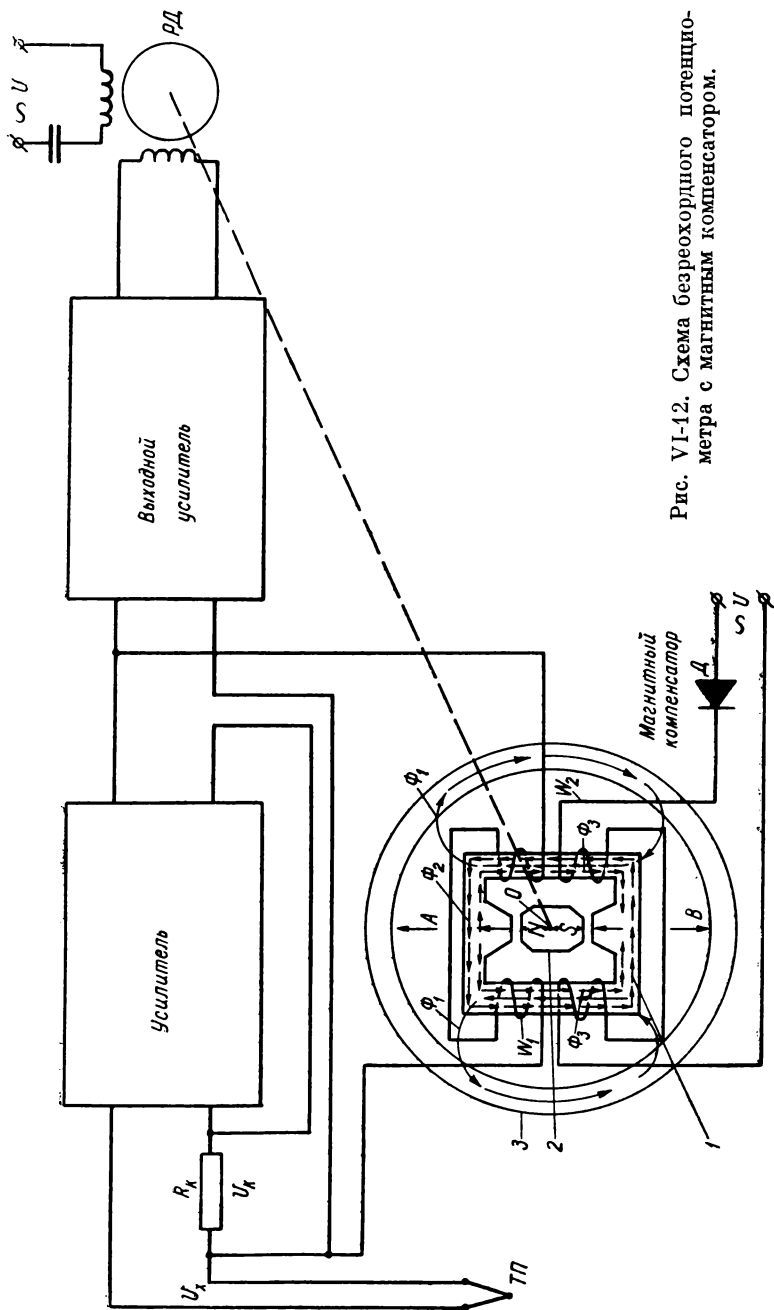


Рис. VI-12. Схема безреохордного потенциометра с магнитным компенсатором.

превышает 0,1 мкА, что обеспечивает длительную работу прибора без переградуировки. К недостаткам рассматриваемого прибора следует отнести наличие многополюсного вибрационного преобразователя, коммутирующего цепь с сопротивлением несколько десятков мегаом.

Фирмой «Миннеаполис» выпускаются безреохордные электронные самопишущие потенциометры «Электроник-17» [Бутусов, 1963а; *Elektronik*, 1961], в которых в качестве уравнивающего устройства используется специальный тензометрический мост. В плечи

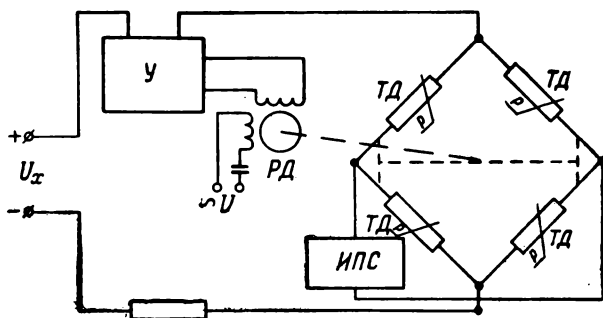


Рис. VI-14. Схема безреохордного потенциометра «Электроник-17».

моста включены тензодатчики *ТД*, выполненные из манганинового провода (рис. VI-14). Сопротивление каждого тензодатчика примерно 600 Ом.

Мост питается от стабилизированного источника *ИПС*, выполненного на кремниевых стабилитронах. В равновесном положении моста сопротивления тензодатчиков равны и в измерительной диагонали тока не протекает. При подаче на вход напряжения постоянного тока в измерительной диагонали возникает сигнал разбаланса, который подается в усилитель *У* и затем на обмотку управления двухфазного асинхронного двигателя *РД*. Двигатель начинает вращаться и вызывает растяжение тензодатчиков двух противоположных плеч и ослабление других тензодатчиков. Таким образом, мост будет разбалансирован до тех пор, пока сигнал датчика не уравнивается сигналом тензометрического моста.

При полном разбалансе моста напряжение разбаланса в измерительной диагонали может достигать 300 мВ. Прибор имеет основную погрешность измерения не более $\pm 0,25\%$ от диапазона измеряемой величины. Входное сопротивление прибора около 100 ком. Время прохождения указателем всей шкалы прибора не превышает 1,5 или 15 сек в зависимости от модификации прибора.

Харьковским заводом КИП выпускается электронный регистрирующий потенциометр ЭПСМ (рис. VI-15), в котором в качестве компенсирующего элемента применен струнный частотный преобразо-

измерения и устойчивость работы прибора сильно зависят от стабильности характеристик постоянного магнита во времени и при изменении окружающей температуры.

На рис. VI-13 показана принципиальная схема потенциометра, выпускаемого фирмой «Фоксборо», в котором измеряемое напряжение уравнивается при помощи конденсатора переменной емкости [Бутусов, 1963а]. Схема сравнения прибора состоит из конденсаторов переменной C_x и постоянной C_1 емкости. При синхронной коммутации трехконтактного вибрационного преобразователя $ВП$ на схему сравнения подается разность э. д. с. нормального элемента U_H

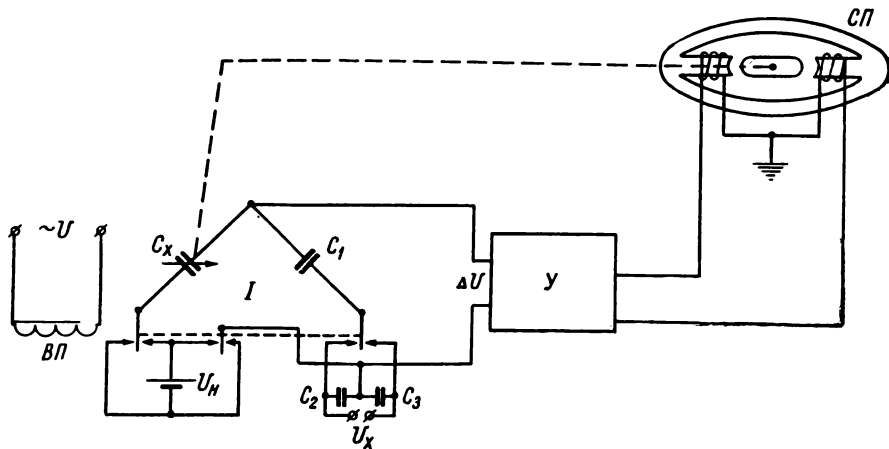


Рис. VI-13. Схема потенциометра с конденсаторным уравниванием.

и половины измеряемого напряжения U_x . Знак этой разницы меняется в зависимости от положения контактов вибрационного преобразователя. Напряжение на схеме сравнения распределяется на конденсаторах обратно пропорционально величинам их емкостей. Если соблюдается равенство

$$\frac{C_x}{C_1} = \frac{2U_H}{U_H} \quad (\text{VI-21})$$

(при большой частоте возбуждения вибратора токами утечки можно пренебречь), то на вход усилителя сигнал не поступает. Если же условие (VI-21) не выполняется, то на вход усилителя подается сигнал разбаланса, который после усиления поступает в обмотку электромагнита. Электромагнит перемещает в положение равновесия связанные с ним подвижную пластину конденсатора C_x и указатель с записывающим устройством (на рис. VI-13 не показаны). Конденсаторы C_2 и C_3 служат для фильтрации напряжения помех.

Погрешность измерения прибора не превышает $\pm 0,25\%$ при чувствительности $0,01\%$. Потребляемый ток нормального элемента не

зователь, вырабатывающий частотный сигнал. Этот сигнал в специальном электронном блоке преобразуется в компенсирующее напряжение U_k постоянного тока.

Прибор предназначен для измерения температуры с помощью термопар и радиационных пирометров стандартных градуировок. Для дистанционной связи с устройствами частотно-ферродинамической или пневматической систем контроля и регулирования прибор может быть снабжен выходным преобразователем $П$ (ПФ, ПС или ПП).

Измеряемая т. э. д. с. U_x сравнивается с компенсирующим напряжением U_k , поступающим с выхода преобразователя частоты в ток $ПЧТ$. Разностный сигнал ΔU преобразуется вибропреобразователем $ВП$ в напряжение переменного тока частотой 50 гц и подается

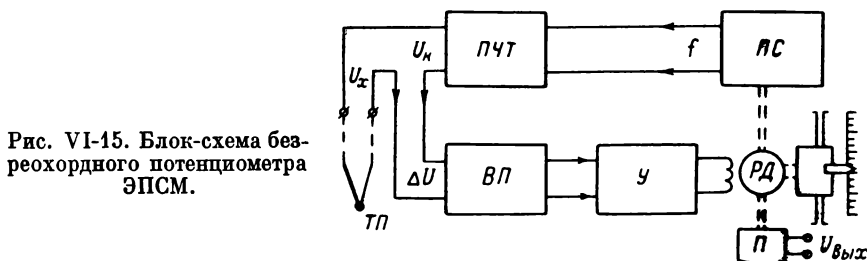


Рис. VI-15. Блок-схема безредордного потенциометра ЭПСМ.

на усилитель переменного тока $У$. Выходной сигнал усилителя поступает на обмотку управления реверсивного двигателя $РД$, выходной вал которого кинематически связан с компенсирующим струнным преобразователем $ПС$. Двигатель, воздействуя на преобразователь $ПС$, изменяет его частоту f до тех пор, пока компенсирующее напряжение не скомпенсирует сигнал U_x до величины, не превышающей порог чувствительности.

Если $U_k = kf$ и в момент компенсации

$$\Delta U = U_x - U_k \approx 0,$$

то

$$f = \frac{1}{K} U_x.$$

Но для струнного преобразователя $f = \varphi(\alpha)$, следовательно,

$$U_x = K\varphi(\alpha),$$

где α — угол поворота выходной оси преобразователя.

Зависимость $\varphi(\alpha)$ линеаризуется с помощью лекала.

В приборе предусмотрена автоматическая коррекция на температуру нерабочих спаев термопары. Погрешность прибора, зависящая от стабильности коэффициента преобразования $ПЧТ$ и стабильности работы струнного преобразователя, не превышает $\pm 0,5\%$.

Автокомпенсаторы переменного тока

В автокомпенсаторах переменного тока в отличие от компенсаторов постоянного тока уравнивание производится не по одному, а по двум параметрам. Отсутствие эталонов переменных напряжений или токов затрудняет получение приборов с малой погрешностью измерения. В случае искаженной формы кривой напряжения компенсируется только первая гармоника, а напряжения высших гармоник остаются нескомпенсированными.

К автокомпенсаторам переменного тока относятся векторные автокомпенсаторы напряжения, применяемые для проверки измерительных трансформаторов тока и напряжения, для измерения комплексных сопротивлений и проводимостей, емкости и угла потерь конденсаторов и изоляционных материалов, векторных значений малых токов и напряжений, составляющих выходного напряжения неуравновешенных мостов, а также в различных измерительных и вычислительных устройствах [Куликовский, Мелик-Шахназаров, 1960].

Условие компенсации на переменном токе выражается уравнением

$$U_x e^{i(\omega_x t + \varphi_x)} = U_k e^{i(\omega_k t + \varphi_k)}, \quad (\text{VI-22})$$

которое удовлетворяется при одновременном выполнении равенств $U_x = U_k$, $\varphi_x = \varphi_k$ и $\omega_x = \omega_k$. Равенство частот обычно соблюдается при питании цепи датчиков и измерительной схемы компенсатора от одного источника переменного напряжения. Величина компенсирующего напряжения \dot{U}_k изменяется двумя уравнивающими органами, которые в прямоугольно-координатных компенсаторах меняют две ортогональные составляющие U_{kx} и U_{ky} , а в полярно-координатных — соответственно величину \dot{U}_k и фазу φ_k .

Рассмотрим работу прямоугольно-координатного компенсатора переменного тока, принципиальная схема которого показана на рис. VI-16, а [Гриневиц, 1964]. Измеряемое напряжение компенсируется двумя находящимися в квадратуре напряжениями \dot{U}_{kx} и \dot{U}_{ky} . Последние вырабатываются реохордами x и y , питаемыми от сети напряжением \dot{U}_c . Предположим, что напряжение \dot{U}_{ky} синфазно с \dot{U}_c , а \dot{U}_{kx} находится в квадратуре, т. е. сдвинуто на 90° по отношению к \dot{U}_{ky} (рис. VI-16, б).

Сетевые обмотки исполнительных двигателей D_x и D_y , перемещающие движки реохордов x и y , питаются токами \dot{I}'_c и \dot{I}_c . Фазы этих токов выбраны так, что двигатель D_y вращается только в том случае, если в векторной разности напряжений

$$\Delta \dot{U} = \dot{U}_x - \dot{U}_{ky} - \dot{U}_{kx}$$

есть составляющая, синфазная с \dot{U}_{ky} , т. е. если $\Delta U \sin \theta \neq 0$, а двигатель D_x вращается, если в напряжении $\Delta \dot{U}$ есть составляющая,

Интегральное значение напряжения U_x , измеряемое автокомпенсатором за время T , равно

$$\int_0^T U_x dt = \int_0^T U_k dt = \beta \int_0^T n dt = \beta N, \quad (\text{VI-24})$$

где N — число оборотов счетчика за время T .

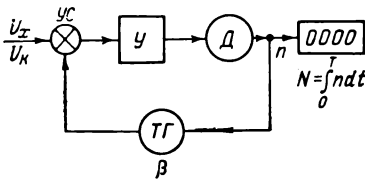


Рис. VI-17. Схема интегрирующего автокомпенсатора с тахогенератором в цепи обратной связи.

Показания счетчика прямо пропорциональны измеряемому интегральному значению U_x .

В интегрирующих автокомпенсаторах напряжения постоянного тока используются тахогенераторы постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, коэффициент преобразования которых не зависит от колебаний питающего напряжения.

В интегрирующих автокомпенсаторах напряжения переменного тока используются двухфазные индукционные тахогенераторы, коэффициент преобразования которых зависит от напряжения питания сети U_c . Выходное напряжение такого тахогенератора

$$U_{\text{вых}} = U_k = K_1 U_c n = \beta n,$$

где $\beta = K_1 U_c$.

В равновесном состоянии

$$U_x = U_k = K U_c n$$

и

$$\int_0^T \frac{U_x}{U_c} dt = \int_0^T K_1 n dt = K_1 N, \quad (\text{VI-25})$$

следовательно, на выходе прибора интегрируется отношение $\frac{U_x}{U_c}$.

Погрешность интегрирующего компенсатора обусловлена главным образом величиной напряжения трогания двигателя и нестабильностью коэффициента преобразования тахогенератора.

Автоматические уравновешенные мосты

Автоматические уравновешенные мосты в большинстве случаев выполняются для работы в комплекте с термометрами сопротивления и тензопреобразователями. Мостовая измерительная схема может питаться как переменным током, так и постоянным. Мосты выпускаются одно- и многоканальными.

Принципиальная схема автоматического уравновешенного моста МСМР-2, разработанного под руководством автора [Андреев, Бутусов, 1960], показана на рис. VI-18.

синфазная с $\dot{U}_{кx}$, т. е. если $\Delta \dot{U} \cos \theta \neq 0$. Двигатель \mathcal{D}_x , перемещающая движок реохорда x , изменяет величину напряжения $\dot{U}_{кx}$ до тех пор, пока в $\Delta \dot{U}$ не будет скомпенсирована составляющая, синфазная с $\dot{U}_{кx}$, а перемещением движка реохорда y с помощью двигателя \mathcal{D}_y компенсируется составляющая, синфазная с $\dot{U}_{кy}$.

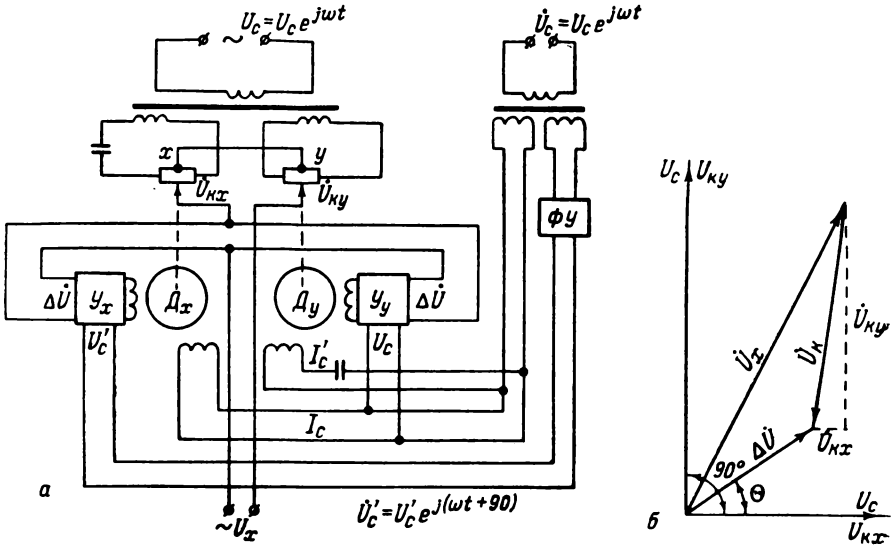


Рис. VI-16. Прямоугольно-координатный автокомпенсатор переменного тока. а — схема; б — векторная диаграмма.

В режиме компенсации $U_x = U_k = \dot{U}_{кx} + \dot{U}_{кy}$, и на входах усилителей Y_x и Y_y с выходом на обмотки управления двигателей напряжение отсутствует. Перемещения движков реохордов x и y будут соответственно пропорциональны квадратурным составляющим U_{xx} и U_{xy} измеряемого напряжения.

Интегрирующие автокомпенсаторы

В ряде случаев, например в расходомерах, необходимо интегрировать выходную величину в течение длительного времени. Для этой цели может быть использован интегрирующий компенсатор с тахогенератором $TГ$ в цепи обратной связи, показанный на рис. VI-17. На выходном валу двигателя \mathcal{D} установлен счетчик числа оборотов.

В режиме компенсации $U_x = U_k$, компенсирующее напряжение, создаваемое тахогенератором, пропорционально числу оборотов n выходного вала двигателя в секунду:

$$U_k = \beta n, \tag{VI-23}$$

где β — коэффициент преобразования тахогенератора.

Прибор предназначен для измерения температуры с помощью термометров сопротивления и состоит из уравновешенной мостовой измерительной схемы с устройствами контроля исправности прибора и дистанционной передачи показаний, нулевого указателя, показывающего и записывающего устройств.

Мостовая измерительная схема образована из сопротивлений R_1 , R_2 , R_n ; реохорда R_p , зашунтированного сопротивлениями $R_{ш}$, R_n и r_n ; сопротивлений r_g , R_d , R_T и R_L . Сопротивление r_g служит для ограничения величины тока через термометр сопротивления R_T , а R_d — для подгонки сопротивления соединительных проводов. При градуировке прибора они (обычно принимаемые равными 2,5 ом каждое) заменяют сопротивления соединительной линии. Когда прибор смонтирован, замеряется сопротивление соединительных проводов и на эту величину уменьшаются подгоночные сопротивления. Таким образом, величина сопротивления соединительных проводов установленного прибора будет такой же, что и при градуировке. Сопротивление соединительных проводов может изменяться при колебаниях окружающей температуры и вследствие этого менять показания прибора. Чтобы исключить это влияние, применяется трехпроводная схема соединения термометра, при которой провода включаются в смежные плечи моста и, следовательно, изменение сопротивления линии не нарушает его равновесия.

Устройство контроля исправности прибора состоит из кнопки K и шунтирующего сопротивления R_k , с помощью которых в момент контроля R_T замыкается накоротко и R_1 шунтируется. Величина сопротивления R_n подбирается так, чтобы указатель прибора устремлялся на начальную отметку шкалы при замыкании R_T . В качестве усилителя нулевого указателя применен УЭМ-212.

Для дистанционной передачи показаний прибора предусмотрен второй реохорд R'_p с подгоночными сопротивлениями линии R_L .

Автоматические мосты переменного тока с уравниванием по двум параметрам

Автоматические мосты переменного тока с уравниванием по двум параметрам применяются для измерения комплексных сопротивлений, емкостей и углов потерь в конденсаторах. Они позволяют непрерывно измерять и регистрировать одновременно два параметра комплексного сопротивления. Такие измерения необходимы, например, при контроле качества электроизоляционных материалов, при определении неэлектрических величин электрическими методами и т. д. В последнее время автоматические мосты переменного тока получили широкое применение в системах автоматического контроля и сортировки радиодеталей, электрические параметры которых могут характеризоваться комплексными величинами [Гриневич, 1964].

На рис. VI-19 показана блок-схема автоматического моста переменного тока. Мост состоит из измерительной схемы ИС, усили-

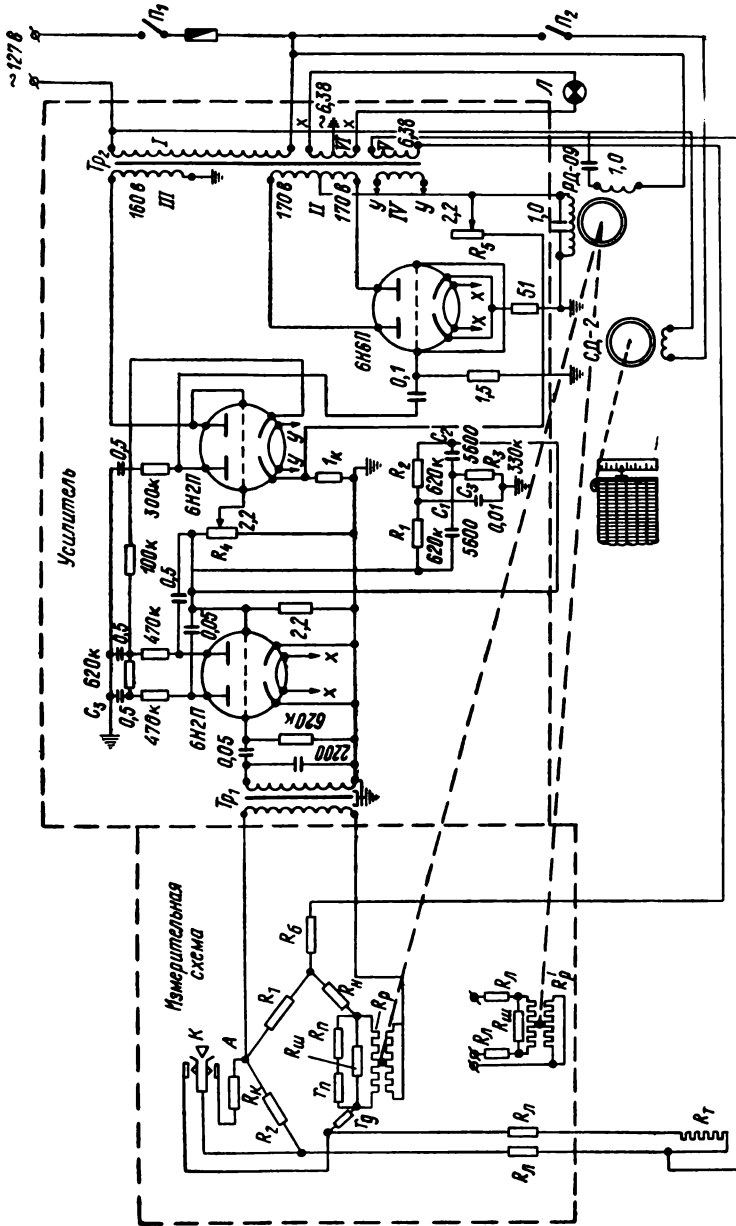


Рис. VI-18. Схема автоматического места МСМР-2.

теля Y_1 , детектора равновесия $ДР$; усилителей Y_2 и Y_3 ; исполнительных элементов $ИЭ_p$ и $ИЭ_q$ и генератора $Г$, питающего измерительную схему и управляющего детектором равновесия.

С измерительной схемы через усилитель Y_1 сигнал поступает на детектор равновесия. В последнем формируются сигналы U_p и U_q , которые, воздействуя на исполнительные элементы $ИЭ_p$ и $ИЭ_q$, уравнивают измерительную схему по параметрам p и q .

Регулирующие сигналы могут формироваться только по выходному напряжению моста $U_{вых}$ с приведением величины этого напряжения или его составляющих к нулю. Это формирование зависит от выполнения определенных соотношений между амплитудами или фазами предварительно выбранных напряжений на вспомогательных элементах и в мостовой схеме.

В зависимости от метода формирования регулирующих сигналов автоматические мосты можно разделить соответственно на нулевые и амплитудно-фазовые. Если в нулевых мостах при формировании регулирующих сигналов используется параметрическая модуляция, то такие мосты иногда называют модуляционными. Выбор способа формирования регулирующих сигналов является важным моментом при разработке мостов, так как он во многом определяет метрологические и динамические свойства автоматического моста.

Точность измерения мостом переменного тока характеризуется абсолютной и относительной погрешностью. Абсолютную погрешность ΔZ измерения комплексного сопротивления Z можно представить в виде

$$\Delta Z = Z_n - Z, \quad (VI-26)$$

где Z_n и Z — соответственно измеренное и действительное значение комплексного сопротивления.

Относительную погрешность σ измерения комплексного сопротивления Z целесообразно определить как отношение абсолютной погрешности ΔZ к модулю $|Z|$ [Гриневич, 1964]:

$$\sigma = \frac{\Delta Z}{|Z|}. \quad (VI-27)$$

Аналогично определяются погрешности измерения емкости C и индуктивности L .

В качестве примера на рис. VI-20 приведена блок-схема нулевого автоматического моста переменного тока с квадратурными детекторами равновесия. Мостовая схема, образованная комплексными сопротивлениями $Z_1—Z_4$, питается напряжением звуковой частоты

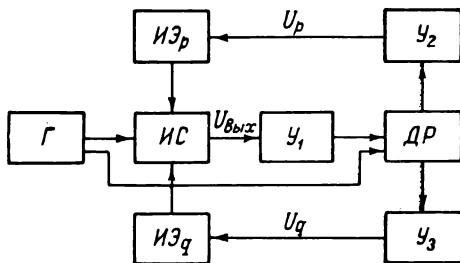


Рис. VI-19. Блок-схема автоматического моста переменного тока.

от генератора G . Сопротивление Z_1 является измеряемым, а параметры p и q сопротивлений Z_2 и Z_3 — регулируемы.

Выходное напряжение моста U_{cd} поступает на усилитель $У$, а затем на фазовращатель $ФВ$, который сдвигает фазы выходного напряжения на такой угол, при котором связь между контурами уравнивания по параметрам p и q будет минимальной. С фазовращателя напряжение поступает на квадратурные детекторы $КД_p$ и $КД_q$, опорные напряжения которых сдвинуты относительно друг друга с помощью фазовращателя $ФВ_2$ на 90° .

Постоянные выходные напряжения фазовых детекторов, которые по величине и полярности зависят от разбаланса измерительной схемы, с помощью преобразователей $П_p$ и $П_q$ превращаются в переменные и подаются на усилители низкой частоты $УНЧ_p$ и $УНЧ_q$, а затем на реверсивные двигатели $РД_p$ и $РД_q$. Последние в зависимости от фазы и величины управляющих напряжений регулируют

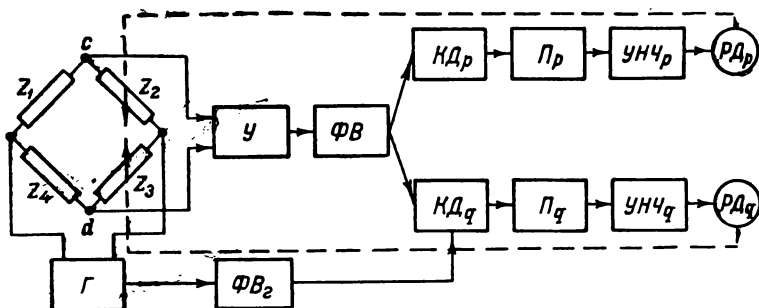


Рис. VI-20. Блок-схема нулевого автоматического моста переменного тока с квадратурными детекторами.

параметры p и q , уравнивая мост. Величины измеряемых параметров сопротивления Z_1 определяются по соответствующим указателям, механически связанным с осями реверсивных двигателей $РД_p$ и $РД_q$.

К недостаткам автоматических мостов с квадратурными детекторами относится взаимная связь контуров уравнивания. Более подробно с мостами переменного тока можно ознакомиться по книге Ф. Б. Гриневича [1964].

§ VI-5. Аналоговые измерительные приборы развертывающего уравнивания

Автоматические измерительные приборы развертывающего уравнивания, предложенные Ф. Е. Темниковым [1960], с уравниванием по одному параметру служат для измерения мгновенных значений величин, изменяющихся во времени по любому закону, и с уравниванием по двум параметрам — для измерения ампли-

туды и фазы или двух ортогональных составляющих величин, изменяющихся по синусоидальному закону.

В этих приборах измеряемая величина $X(t)$ уравнивается циклически повторяющимся изменением компенсирующей величины X_k (рис. VI-21, а). Развертывающая величина обычно изменяется по линейно нарастающему (пилообразному) закону. Равенство $X(t)$ и X_k наступает только в моменты мгновенной компенсации t_1, t_2, t_3 в каждом цикле развертки. Выходной величиной прибора развертывающего уравнивания выбирают угол поворота α , линейное перемещение l или интервал времени T . Тогда компенсирующая величина X_k прямо пропорциональна выходной величине:

$$X_k = K_1 \alpha; \quad X_k = K_2 l, \quad X_k = K_3 T.$$

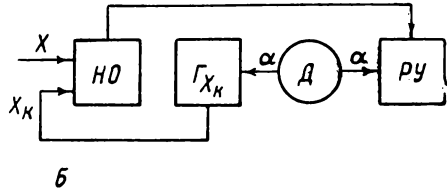
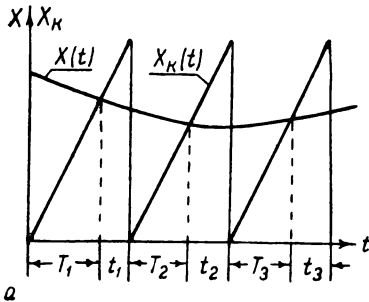


Рис. VI-21. Компенсатор развертывающего уравнивания. а — график уравнивания; б — блок-схема прибора с электромеханическим генератором.

Пропорциональное изменение компенсирующей величины в виде напряжения U_k в зависимости от угла α может быть легко получено с помощью кольцевого линейного реостата непрерывным вращением его движка с постоянной скоростью. Если такое устройство использовать в качестве обратного преобразователя, то входной его величиной служит угол поворота α , а выходной — пилообразно изменяющееся напряжение U_k . В качестве источников компенсирующего напряжения, как линейной функции времени, могут быть использованы электронные и полупроводниковые генераторы линейно изменяющегося напряжения.

Блок-схема прибора с электромеханическим генератором компенсирующего сигнала показана на рис. VI-21, б. Генератор компенсирующего сигнала G_{X_k} и регистрирующее устройство PY выходной величины α приводятся в непрерывное движение двигателем D . В момент равенства $X = X_k$ нулевой орган HO выдает сигнал на PY , фиксирующее значение α , прямо пропорциональное измеряемой величине X .

Нулевым органом, имеющим порог чувствительности $\Delta X_{п.а}$, фиксируется не момент равенства $X = X_k$, а момент, когда X_k будет

больше X на величину $\Delta X_{п.ч}$. Следовательно, нулевой орган выдает импульс в момент не t_1 , а t_2 . В результате этого возникает приведенная погрешность

$$\gamma_{п.ч} = \frac{\Delta X_{п.ч}}{X_{ном}} \cdot 100, \% \quad (\text{VI-28})$$

Если $\Delta X_{п.ч} = \text{const}$, то эта погрешность может быть скомпенсирована.

Погрешность, которая может возникать также и от запаздывания нулевого органа, определяется аналогично предыдущей:

$$\gamma_{\Delta T} = \frac{\Delta T}{T_{ном}} \cdot 100, \% \quad (\text{VI-29})$$

где ΔT — время запаздывания нулевого органа; $T_{ном}$ — длительность цикла развертки.

Поскольку генератор G_{X_k} является обратным преобразователем, то нестабильность его характеристик непосредственно сказывается на величине погрешности. Поэтому генераторы компенсирующего напряжения должны обладать высокой стабильностью коэффициента преобразования и строгой линейностью.

§ VI-6. Погрешности аналоговых автоматических приборов и методы их снижения

В результате измерения той или иной величины по ряду причин получается лишь некоторое приближение действительного значения измеряемой величины. Отклонение измеренного от действительного значения ее называется погрешностью измерения. Эта погрешность обусловлена несовершенством измерительного прибора, недостаточностью знаний всех обстоятельств, сопутствующих процессу измерения, непостоянством условий измерения и несовершенством органов чувств экспериментатора.

Погрешность измерения выражается в абсолютных или относительных единицах измерения. Абсолютная погрешность

$$\Delta X = X - X_0, \quad (\text{VI-30})$$

где X и X_0 — соответственно измеренное и действительное значение величины.

Абсолютная погрешность может быть как положительной, так и отрицательной и выражается в тех же единицах, что и измеряемая величина. Абсолютная погрешность, взятая с обратным знаком, называется абсолютной поправкой

$$C = X_0 - X, \quad (\text{VI-31})$$

откуда следует

$$X + C = X_0. \quad (\text{VI-32})$$

Следовательно, чтобы получить действительное значение измеряемой величины, необходимо к измеренной величине алгебраически

прибавить поправку. Очевидно, поправка, как и погрешность, может быть положительной и отрицательной.

Отношение абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины называется относительной погрешностью, обычно выражаемой в процентах,

$$\gamma = \frac{\Delta X}{X_0} \cdot 100, \%, \quad (\text{VI-33})$$

а отношение к предельному значению измеряемой величины X_n — приведенной погрешностью

$$\gamma_{\text{пр}} = \frac{\Delta X}{X_n} \cdot 100, \%.$$

Погрешности измерения в зависимости от их происхождения подразделяются на систематические, промахи и случайные.

Систематические погрешности, природа и характер которых известны, подчиняются определенному закону. К ним относятся погрешности, обусловленные неточностью градуировки измерительного прибора, влиянием окружающих условий на измерительный прибор, методом измерения и т. п. Влияние систематических погрешностей на результат измерения может быть учтено введением соответствующих поправок, определяемых расчетным или опытным путем, а также правильной постановкой процесса измерения.

Промахами считают погрешности, явно искажающие результат измерений. К ним относятся неверный отсчет показаний измерительного прибора, неправильная запись показаний, неправильная схема включения прибора и т. п. Измерения, содержащие промахи, должны быть отброшены как недостоверные.

Случайные погрешности, неопределенные по своей величине и знаку, возникают в результате влияния на процесс измерения причин, не подчиняющихся какой-либо известной закономерности. Наличие случайных погрешностей обнаруживается тем, что при многократном повторном измерении в одних и тех же условиях, при одинаковой тщательности получаются все же несколько различные результаты. Случайные погрешности не могут быть исключены опытным путем, но их влияние на результаты измерений может быть учтено соответствующей обработкой последних. Для этого измеряют многократно одну и ту же величину и получают ряд ее значений. К полученному ряду применяют законы теории вероятностей и методы статистики, на основании которых и учитывается влияние случайных погрешностей на результат измерения.

Среднеарифметическое значение измеряемой величины определяется по формуле

$$X_{\text{ср}} = \frac{X_1 + X_2 + X_3 + \dots + X_n}{n} = \frac{\sum X}{n}, \quad (\text{VI-34})$$

где $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ — численные значения, полученные при измерении некоторой величины; n — число отсчетов показаний прибора.

Значения $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ содержат в себе только случайные погрешности. Разности между отдельными значениями и среднеарифметическим значением измеряемой величины называют остаточными погрешностями

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= X_1 - X_{\text{ср}}; \\ b_2 &= X_2 - X_{\text{ср}}; \\ &\dots \dots \dots \\ b_n &= X_n - X_{\text{ср}}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{VI-35})$$

которые обладают следующими свойствами.

1. Алгебраическая сумма остаточных погрешностей равна нулю:

$$\sum b_i = 0. \quad (\text{VI-36})$$

2. Сумма квадратов остаточных погрешностей имеет наименьшее значение:

$$\sum b_i^2 = \min, \quad (\text{VI-37})$$

т. е. если отклонение вычислить не от среднеарифметического, а от какого-либо другого значения (например, от одного из результатов измерений), то сумма квадратов этих отклонений будет всегда больше, чем сумма квадратов остаточных погрешностей.

Разность между среднеарифметическим $X_{\text{ср}}$ и действительным значением измеряемой величины называется случайной погрешностью результата измерения:

$$\delta = X_{\text{ср}} - X_0. \quad (\text{VI-38})$$

Разность между $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ (каждым полученным значением измеряемой величины) и X_0 , т. е.

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= X_1 - X_0; \\ \delta_2 &= X_2 - X_0; \\ &\dots \dots \dots \\ \delta_n &= X_n - X_0. \end{aligned} \right\} \quad (\text{VI-39})$$

называется случайной погрешностью отдельного измерения или ряда измерений.

Второе свойство остаточных погрешностей положено в основу так называемого способа наименьших квадратов, который часто применяется для обработки результатов измерений. Из теории вероятностей известно, что при неограниченном числе измерений среднеарифметическое стремится к истинному значению, а остаточные погрешности — к соответствующим случайным погрешностям. Из этого следует, что при большом числе измерений законы для случайных и остаточных погрешностей совпадают. Причем случайные по-

грешности подчиняются закону нормального распределения (закону Гаусса) и описываются уравнением

$$N_{\delta} = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}}, \quad (\text{VI-40})$$

где $\sigma = \sqrt{\frac{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_n^2}{n}}$ — так называемая среднеквадратичная погрешность ряда измерений.

Из уравнения (VI-40) видно, что с уменьшением среднеквадратичной погрешности σ возрастает число малых погрешностей, т. е. увеличивается точность измерений. Следовательно, среднеквадратичная погрешность однозначно определяет точность данного ряда измерений.

Точность измерения может характеризоваться также среднеарифметической α и вероятной β погрешностью ряда измерений:

$$\alpha = \frac{|\delta_1| + |\delta_2| + \dots + |\delta_n|}{n}, \quad (\text{VI-41})$$

и

$$\beta = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\sum \delta_i^2}{n}} = \frac{2}{3} \sigma, \quad (\text{VI-42})$$

где $|\delta_i|$ — абсолютное значение случайной погрешности.

Среднеарифметическая погрешность связана со среднеквадратичной соотношением

$$\alpha = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma \approx \frac{4}{5} \sigma. \quad (\text{VI-43})$$

На основании теории вероятностей можно показать, что среднеарифметическая α и вероятная β погрешности могут быть выражены через остаточную уравнениями:

$$\alpha = \frac{\sum |b_i|}{\sqrt{n(n-1)}}; \quad (\text{VI-44})$$

$$\beta = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{\frac{1}{n-1} \sum b_i^2}{n}}. \quad (\text{VI-45})$$

В теории вероятностей доказывается, что при большом числе измерений (>370) наибольшая возможная погрешность ряда измерений не превышает по абсолютной величине 3σ .

Рассмотренные выше погрешности характеризуют точность ряда измерений. Однако наиболее общей характеристикой любого измерительного прибора следует считать энтропийное значение погрешности, определяемое на основе теории информации.

Главной характеристикой всякого измерительного прибора служит его основная погрешность, допускаемая нормами. При этом

различают основную и дополнительную погрешность измерения. Под основной понимают допустимую погрешность, соответствующую нормальным условиям эксплуатации. Величины основных погрешностей для различных видов измерительных приборов устанавливаются ГОСТ и выражаются обычно в относительных единицах.

В зависимости от величины относительной основной погрешности приборы делятся на классы точности, обозначаемые следующим рядом чисел: 0,005; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4; 6,0. Каждое число написанного ряда обозначает величину максимальной допустимой основной погрешности прибора, выраженную в процентах от диапазона шкалы. Например, прибор класса 0,5 имеет максимальную допустимую основную погрешность $\pm 0,5\%$ от диапазона шкалы. В процессе эксплуатации каждый прибор подвергается проверке, т. е. сравнению показаний его и более точного образцового прибора.

Наибольшая разность показаний при прямом и обратном ходе указателя при одном и том же действительном значении измеряемой величины и неизменных окружающих условий называется вариацией показаний прибора. Вариация, выражаемая в процентах от диапазона шкалы, не должна превышать допустимую основную погрешность

$$\gamma = \frac{\Delta X}{X_{\max} - X_{\min}} \cdot 100, \% \quad (\text{VI-46})$$

где ΔX — максимальная разность показаний прибора; X_{\max} и X_{\min} — верхнее и нижнее предельное значение шкалы прибора.

Следующим качественным показателем прибора является его чувствительность, т. е. отношение перемещения указателя к изменению измеряемой величины, вызвавшей это перемещение:

$$S = \frac{\Delta l}{\Delta X}, \quad (\text{VI-47})$$

где Δl — перемещение указателя; ΔX — изменение измеряемой величины.

Наименьшее изменение значения измеряемой величины, способное вызвать заметное изменение показаний измерительного прибора, называется порогом чувствительности.

Величина, обратная чувствительности S , называется ценой деления шкалы прибора, т. е.

$$d = \frac{\Delta X}{\Delta l}. \quad (\text{VI-48})$$

Следовательно, прибор, имеющий меньшую цену деления, обладает большей чувствительностью.

Большинство автоматических электронных приборов промышленного типа с длиной шкалы более 200 мм имеют основную погрешность измерения, не превышающую $\pm 0,5\%$ от предела измеряемой величины. Кроме основной в приборах наблюдаются дополнительные погрешности, обусловленные чрезмерным разрядом сухого эле-

мента или уходом нуля стабилизированного источника питания в приборах с потенциометрической схемой измерения; уменьшением коэффициента усиления усилителя; растяжением тросика; образованием т. э. д. с. в местах соединения входной цепи; изменением окружающих условий (температуры, напряжения и частоты питающей сети, переменных магнитных полей, влажности и др.).

В основную погрешность измерения входят неравномерность и дискретность реохорда, изменение рабочего тока в измерительной схеме между интервалами его установки, погрешность установки рабочего тока, неточность подгонки сопротивлений измерительной схемы, неточность изготовления шкалы, нечувствительность прибора, погрешность отсчета.

Конструкция и технология изготовления реохорда обеспечивают неравномерность его намотки 0,12—0,08% от полной величины сопротивления. В приборах класса 0,2 за счет специальной подборки и рихтовки шинок реохорда эта неравномерность может быть уменьшена до 0,06%. Однако неравномерный износ реохорда по длине в процессе его работы может привести к увеличению погрешности. Неравномерный износ реохорда наблюдается особенно сильно, когда прибор используется в схеме регулирования на каком-то определенном участке шкалы, а также при увеличенном нажатии токосъемного ролика или его заедании. В настоящее время для намотки реохордов разработан специальный вольфрамо-палладиевый сплав, который по твердости значительно превосходит марганец, а его хорошие антикоррозионные свойства позволяют уменьшить давление токосъемного контакта до 0,10 н. Изготовление намотки реохорда из этого сплава значительно уменьшает износ при прочих равных условиях.

Как уже отмечалось выше, измерительные схемы потенциометрического типа питаются от сухого элемента при периодической установке рабочего тока по нормальному элементу или от стабилизированного источника. В автоматических приборах типа ЭПП рабочий ток устанавливается автоматически через каждые 2 ч 45 мин работы прибора. За это время рабочий ток в измерительной схеме может измениться не более чем на 0,05% от его номинальной величины.

Измерительная схема прибора и механизм установки рабочего тока рассчитаны так, что позволяют использовать сухой элемент при его разряде до 1,1 в. Если э. д. с. сухого элемента становится меньше 1,1 в, о чем свидетельствует отклонение сигнального флажка, то его следует заменить новым. В приборах с полуавтоматической установкой рабочего тока или с питанием от стабилизированного источника необходимо периодически, через интервалы, указанные в инструкции, производить установку рабочего тока. Погрешность установки рабочего тока не превышает обычно 0,05%.

Вследствие старения ламп уменьшается коэффициент усиления, а это в свою очередь приводит к уменьшению порога чувствительности. Для приборов класса 0,5 допустимый порог чувствительности составляет 0,1%, а для класса 1,0—0,2% от предела измерений.

Порог чувствительности может также уменьшаться из-за снижения напряжения питания сверх допустимого или из-за увеличения трения в кинематических звеньях. Порог чувствительности регулируется за счет изменения коэффициента усиления усилителя. При этом следует иметь в виду, что с увеличением коэффициента усиления могут возникать в системе незатухающие колебания. Для показывающих приборов допустимо 3 полуколебания возле установившегося положения равновесия, а в самопишущих — не более двух полуколебаний.

При работе прибора его тросик, связывающий выходную ось двигателя с показывающим и записывающим устройствами, может растягиваться, особенно во влажной атмосфере и при повышенной окружающей температуре. Ошибка за счет растяжения тросика может превышать основную погрешность прибора. Поэтому в процессе работы прибора необходимо следить за натяжением тросика и в случае надобности подтягивать его. При этом следует заметить, что в некоторых приборах передача от двигателя к показывающему и записывающему устройствам осуществляется через зубчатые колеса, но в этом случае увеличивается нагрузка на выходную ось двигателя, вследствие чего эти приборы, как правило, имеют малое быстродействие.

Иногда в переходных контактах измерительной цепи и в контактах вибрационного преобразователя при наличии градиента температур могут возникать недопустимо большие т. э. д. с., искажающие результаты измерения. Возникновение т. э. д. с. особенно опасно в приборах с малым пределом измерения. Для устранения этой погрешности необходимо переходные соединения в измерительной схеме выполнять однородным проводом, использовать специальные припои, дающие малые т. э. д. с., не допускать большого температурного градиента, а при необходимости применять термостатирование входной цепи.

Сопротивления измерительной схемы в промышленных условиях обычно подгоняются с погрешностью $\pm 0,15\%$ от предела измерений. Чтобы уменьшить изменение (во времени и при изменении температуры) сопротивления катушек в измерительной схеме, их изготавливают из стабилизированного марганца и подвергают искусственному старению.

В условиях массового производства при изготовлении шкал фотохимическим или типографским способом погрешность от неравномерности делений шкалы составляет $\pm 0,1\%$ от предела измерений.

Изменение внешних окружающих условий относительно условий градуировки может привести к возникновению дополнительных погрешностей. Отклонение напряжения питающей сети до $\pm 10\%$ и частоты до $\pm 5\%$ от номинальных значений дополнительной погрешности не вызывает. При наличии вокруг прибора переменного магнитного поля напряженностью до 400 а/м для приборов с пределом измерения $0-10 \text{ мв}$ допускается дополнительная погрешность 1% , а выше 10 мв — $0,5\%$ от предела измерений. Наличие переменных

магнитных полей напряженностью более 400 а/м может вызвать недопустимо большую погрешность или привести вообще к потере чувствительности прибора.

При изменении окружающей температуры на каждые 10° С от номинальной (в пределах рабочего интервала температур) допускается дополнительная погрешность для потенциометров 0,2%, а для мостов и милливольтметров 0,1% от предела измерения. Изменение окружающей влажности влияет в основном на изменение длины тросика и деформацию диаграммной бумаги в самопишущих приборах. Сильные деформации как тросика, так и диаграммной бумаги могут вызвать дополнительные погрешности.

В процессе эксплуатации приборов необходимо следить за внешними окружающими условиями, которые не должны выходить за допустимые пределы, указанные в монтажно-эксплуатационной инструкции на данный прибор.

В автоматических уравновешенных мостах сопротивление проводов внешней линии, соединяющих прибор с термометром сопротивления, должно соответствовать расчетному значению (2,5 ом каждый провод). Несоблюдение этого условия может вызвать дополнительную погрешность. Сопротивление соединительной линии может измениться вследствие неодинаковой температуры каждого провода или различного их температурного коэффициента. В процессе работы прибора сопротивление соединительной линии в многоточечных приборах может отклоняться также за счет изменения сопротивления переходного контакта переключателя при его загрязнении или уменьшении давления контактных щеток. Для снижения величины этой погрешности соединительные провода при монтаже прибора нужно прокладывать как можно ближе друг к другу и выбирать их с одинаковым температурным коэффициентом. При эксплуатации прибора необходимо следить за чистотой контактов переключателя и давлением щеток. Если переключатель помещен в масло, то последнее необходимо заменять по мере его загрязнения.

Наконец, погрешность измерения может возникнуть из-за неправильного монтажа прибора, плохой экранировки внешней соединительной линии при прохождении ее через сильные переменные магнитные поля, при плохом заземлении корпуса прибора и т. п.

Кроме рассмотренных статических могут возникать динамические погрешности, обусловленные инерционностью прибора. Как известно, время установления показаний связано с инерционностью прибора. При быстрых изменениях измеряемой величины запаздывание показаний может вызвать значительные дополнительные погрешности. Поэтому при выборе прибора необходимо учитывать возможную скорость изменения контролируемой величины.

Рассмотрение источников возникновения возможных погрешностей автоматических приборов показывает, что обеспечение правильной работы приборов, соответствующей классу их точности, возможно лишь при соблюдении всех правил эксплуатации.

§ VI-7. Цифровые измерительные приборы прямого преобразования

Цифровые измерительные приборы, в которых результат измерения выдается непосредственно в виде десятичного числа или другого цифрового кода, за последнее время получили быстрое развитие. Это стало возможным в связи с достижениями в области радиоэлектроники, импульсной и полупроводниковой техники. Применение цифровых приборов в промышленности и технике позволяет полностью автоматизировать многие процессы измерения и контроля, причем измерения можно вести с высокой скоростью и большой точностью, передавать результаты измерения на большие расстояния практически без внесения дополнительной погрешности.

Автоматические цифровые приборы, выполненные на бесконтактных полупроводниковых элементах, обладают большой надежностью и долговечностью работы. Возможность получения выходной информации в цифровом виде позволяет автоматизировать процесс ее дальнейшей обработки, используя для этих целей ЦВМ, и таким образом быстро получать необходимую информацию о состоянии контролируемого объекта.

Среди цифровых приборов большой вес имеют цифровые вольтметры, амперметры и омметры, так как определение самых разнообразных неэлектрических и электрических величин сводится часто к измерению электрических напряжений, токов и сопротивлений.

В цифровых приборах прямого преобразования, выполняемых по разомкнутой схеме, аналоговая величина обычно измеряется после промежуточного ее преобразования в линейное или угловое перемещение, промежуток времени или частоту следования импульсов. К группе цифровых приборов прямого преобразования с промежуточным преобразованием измеряемой аналоговой величины в линейное или угловое перемещение относятся все аналоговые измерительные приборы с преобразователями механических перемещений в цифровой код. Снабжение такого прибора преобразователем механических перемещений в код дает возможность автоматизировать процесс отсчета показаний и выдавать их на цифровое регистрирующее или запоминающее устройство.

Суммарная приведенная погрешность такого прибора

$$\gamma_c = \gamma_{пр} + \gamma_d, \quad (\text{VI-49})$$

где $\gamma_{пр}$ — приведенная погрешность прибора; $\gamma_d = \frac{100}{2(2^n - 1)}$ — максимальная приведенная погрешность от дискретности преобразователя перемещения в код; n — число разрядов преобразователя.

Обычно суммарная погрешность γ_c задается, а $\gamma_{пр}$ известна, тогда число двоичных разрядов преобразователя определяется из выражения

$$n \geq \log_2 \left(\frac{50}{\gamma_c - \gamma_{пр}} + 1 \right). \quad (\text{VI-50})$$

При выборе числа разрядов необходимо, чтобы числовое значение кода, соответствующее номинальному значению измеряемой величины $X_{ном}$, было равно или кратно ей. Преобразователи механических перемещений в цифровой код, используемые в приборах прямого преобразования, рассмотрены в гл. III.

К цифровым приборам прямого измерения относятся цифровые частотомеры и фазометры, которые выполняются для измерения как мгновенного, так и среднего значения измеряемой величины. В приборах для мгновенных величин цикл измерения является переменным и пропорциональным измеряемой величине, а в приборах для среднего значения он задается заранее и остается неизменным.

Измерение мгновенного значения частоты f_x сводится к подсчету числа импульсов генератора стабильной частоты с периодом повторения импульсов T_0 за один или несколько периодов T_x измеряемой

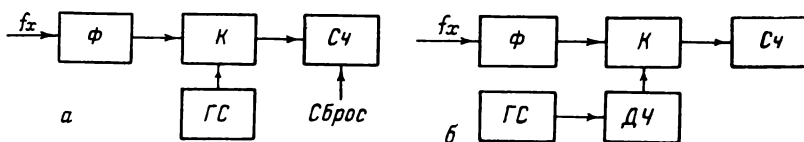


Рис. VI-22. Блок-схемы цифровых частотомеров мгновенных (а) и средних (б) значений.

частоты. В этом случае прибор измеряет период T_x , т. е. величину, обратную f_x . Блок-схема такого частотомера показана на рис. VI-22, а. Измеряемая частота f_x подается на формирователь Φ , который выдает импульсы начала и конца измерения с периодом повторения T_x . Первый импульс открывает, а второй закрывает ключ K . За это время T_x через ключ на счетчик $Cч$ пройдет N импульсов от генератора стабильной частоты $ГС$. Количество импульсов, зарегистрированное счетчиком,

$$N = \frac{nT_x}{T_0} = \frac{n}{f_x T_0} = T_x f_0 n, \quad (\text{VI-51})$$

где n — число периодов T_x измеряемой частоты.

Показания счетчика численно равны измеряемому периоду T_x в долях секунды, т. е. обратно пропорциональны измеряемой частоте.

Погрешность такого частотомера определяется нестабильностью частоты генератора импульсов, погрешностью дискретности и точностью фиксации интервала времени T_x . В настоящее время частоту генератора импульсов можно поддерживать с большой точностью. Поэтому погрешностью от нестабильности частоты можно пренебречь.

Величина относительной погрешности от дискретности при малом числе n

$$\gamma_d = \frac{1}{N} \cdot 100 = \frac{100}{nT_x/T_0} = \frac{f_x}{nf_0} \cdot 100, \% \quad (\text{VI-52})$$

С увеличением периодов измеряемой частоты T_x погрешность от дискретности уменьшается. Погрешность γ_d также уменьшается с увеличением частоты f_0 . В случае измерения длительности одного периода T_x относительная погрешность от дискретности

$$\gamma_d = \frac{100}{T_x/T_0} = f_x T_0 \cdot 100, \% \quad (\text{VI-53})$$

Верхний предел измеряемой частоты можно определить из выражения

$$f_{x \max} = \frac{\gamma_d [\%]}{100 T_0}, \text{ гц.} \quad (\text{VI-54})$$

Нижний предел измеряемой частоты, определяемой емкостью счетчика,

$$f_{x \min} = \frac{1}{N_{\text{НОМ}} T_0}, \text{ гц.} \quad (\text{VI-55})$$

Точность фиксации периода T_x зависит от величины входного напряжения и присутствия высших гармоник.

Суммарная относительная погрешность частотомера

$$\gamma_c = \pm \left(\frac{1}{T_{\text{ц}} f_x} + \gamma_g \right), \quad (\text{VI-56})$$

где γ_g — нестабильность частоты генератора; $T_{\text{ц}}$ — время одного измерения.

В частотомерах среднего значения или с непосредственным отсчетом измеряемой частоты f_x подсчитывается количество периодов T_x за строго определенный промежуток времени $T_{\text{ц}}$, много больший периода T_x . Обычно таким промежутком выбирается одна секунда. Блок-схема частотомера с непосредственным отсчетом частоты f_x показана на рис. VI-22, б. Измеряемая частота f_x в формирователе Φ преобразуется в последовательность импульсов с периодом повторения $T_x = \frac{1}{f_x}$. Эти импульсы поступают на счетчик $Cч$ через ключ K , который открывается на время $T_{\text{ц}} = K T_0$. Время цикла задается генератором $ГС$ через делитель частоты $ДЧ$ с коэффициентом деления K . Число импульсов, поступивших на счетчик,

$$N = \frac{T_{\text{ц}}}{T_x} = \frac{T_{\text{ц}}}{1/f_x} = T_{\text{ц}} f_x. \quad (\text{VI-57})$$

Для цикла $T_{\text{ц}} = 1 \text{ сек}$ число импульсов $N = f_x$.

Суммарная относительная погрешность частотомера

$$\gamma_c = \pm (\gamma_d + \gamma_g), \% \quad (\text{VI-58})$$

где $\gamma_d = \frac{100}{T_{\text{ц}} f_x}$ — максимальная относительная погрешность от дискретности; γ_g — погрешность генератора от нестабильности частоты.

Погрешность измерения увеличивается с уменьшением частоты и длительности цикла измерения.

Верхний предел измеряемой частоты ограничивается скоростью счета, которая для транзисторных счетчиков достигает 10 Мгц , а нижний — величиной допустимой погрешности от дискретности

$$f_{x \text{ min}} = \frac{100}{T_{\text{цУд}}} \cdot \quad (\text{VI-59})$$

Отечественной промышленностью выпускаются частотомеры Ф-519, позволяющие измерять частоты в диапазоне от 10 гц до 1 Мгц . Максимальная емкость счетчика 999 999 импульсов. Погрешность измерения для частот от 10 до 100 гц составляет $1,0—0,1\%$, а для частоты 1 Мгц — $0,001\%$. Частотомер может быть использован также для измерения длительности импульсов, длительности периодов, интервалов времени, а также как генератор фиксированных частот 10^{-2} , 10^{-1} , . . . , 10^6 гц .

Мгновенные значения разности фаз двух напряжений измеряются тем же методом, что и мгновенные значения частоты. Схема фазометра для измерения мгновенного значения разности двух фаз напряжений отличается от схемы соответствующего частотомера наличием второго формирователя для подачи второго напряжения на ключ. Импульсы от генератора стабильной частоты через открытый ключ поступают на счетчик, ключ открывается на время t_x , пропорциональное сдвигу фаз φ_x .

Число импульсов, поступивших на счетчик,

$$N = \frac{t_x}{T_0} \quad \text{или} \quad N = \frac{\varphi_x}{2\pi f_x T_0}, \quad (\text{VI-60})$$

где f_x — частота измеряемых напряжений.

К недостаткам таких фазометров относится зависимость результатов измерений как от частоты исследуемых напряжений, так и от частоты генератора импульсов, а также необходимость одновременного измерения частоты f_x и использования таблиц для перевода показаний счетчика в значения фазовых сдвигов.

В фазометрах среднего значения сдвига фаз отсутствует зависимость показаний от частоты f_x , так как цикл измерения строго задан временем измерения. Используя один генератор стабильной частоты для задания времени измерения и для подачи импульсов на счетчик, можно исключить влияние изменения частоты на результаты измерения.

Блок-схема фазометра для измерения среднего значения разности фаз исследуемых напряжений показана на рис. VI-23. В этом приборе выполняется двукратное дискретное преобразование измеряемой фазы, благодаря чему обеспечивается измерение среднего ее значения при градуировке шкалы прибора непосредственно в угловых градусах.

Синусоидальные напряжения U_1 и U_2 , разность фаз φ_x которых необходимо измерить, подаются на формирователи Φ_1 и Φ_2 . С выхода формирователей выдаются две последовательности отрицательных

(положительных) импульсов, соответствующих моментам перехода исследуемых напряжений через нулевое значение. Промежуток времени между импульсами разных последовательностей, идущих друг за другом, пропорционален разности фаз φ_x . Эти импульсы управляют работой триггера $T_{г1}$, на выходе которого выдаются прямоугольные импульсы напряжения, длительность которых зависит от величины измеряемой фазы φ_x и частоты f_x исследуемых напряжений. Прямоугольные импульсы управляют работой ключа K_1 , через который в момент его открытия проходят импульсы от генератора импульсов $ГС$ с частотой f_0 . На выходе ключа K_1 выдаются

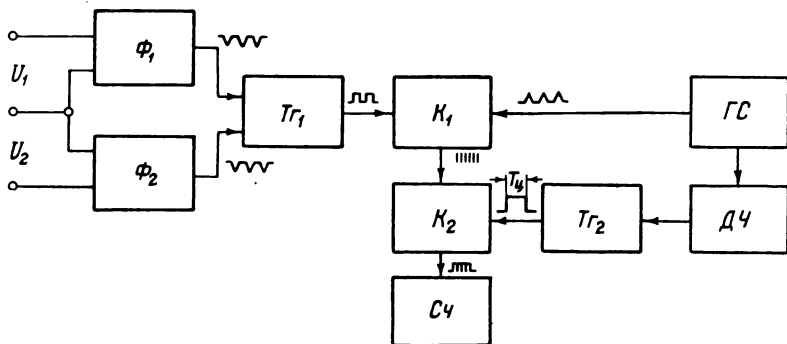


Рис. VI-23. Блок-схема цифрового фазометра для измерения среднего значения разности фаз.

«пачки» импульсов. Длительность «пачки» равна длительности положительной полуволны прямоугольного напряжения, а число импульсов в «пачке»

$$N_{п} = \frac{\varphi_x f_0}{2\pi f_x}. \quad (\text{VI-61})$$

«Пачки» импульсов с выхода ключа K_1 подаются на ключ K_2 , который управляется триггером $T_{г2}$. Последний опрокидывается импульсами генератора $ГС$, поступающими на $T_{г2}$ через делитель частоты $ДЧ$. Общее число импульсов, поступающих на счетчик,

$$N_{T_{ц}} = N_{п} P$$

или

$$N_{T_{ц}} = \frac{f_0}{f_x} \cdot \frac{\varphi_x}{360^\circ} f_x T_{ц} = \frac{K}{360^\circ} \varphi_x, \quad (\text{VI-62})$$

где $P = f_x T_{ц}$ — число «пачек»; K — коэффициент деления $ДЧ$; $T_{ц} = K T_0$ — время цикла измерения; T_0 — период следования импульсов $ГИ$.

Если принять K кратным 360, то отсчет получается непосредственно в угловых градусах.

Общая ошибка фазометра определяется схемными погрешностями и погрешностью дискретности. Погрешность дискретности первого преобразования возникает от некрatности промежутка времени, пропорционального измеряемой фазе, и периода стабильной частоты. Кратность частот не исключает этой погрешности, так как причиной ее возникновения может служить несинфазность поступления импульсов на элемент совпадения.

Если время измерения $T_{ц}$ обеспечивает возможность получения достаточного числа «пачек» (более 10), то погрешность дискретности первого преобразования может быть найдена по статистическим законам.

Погрешность дискретности зависит от соотношения частот исследуемых напряжений и частоты стабилизированного генератора, причем величина погрешности повышается одновременно с увеличением частоты входных напряжений. Допустимое значение суммарной погрешности первого дискретного преобразования при заданной частоте стабилизированного генератора определяется верхней границей полосы частот исследуемых напряжений. Погрешность дискретности второго преобразования из-за некрatности частоты исследуемых напряжений определяется величиной, обратной времени измерения, а также несинфазностью начала времени измерения с моментом поступления считываемых «пачек» импульсов на счетчик. «Пачка», целиком не укладываемаяся в пределы времени измерения, дробится с дискретностью, равной одному импульсу стабильной частоты.

Погрешность дискретности возрастает с уменьшением частоты исследуемых напряжений и может быть снижена путем увеличения времени измерения. Допустимое значение этой погрешности при заданном времени измерения определяется нижней полосой частот исследуемых напряжений. Время измерения и частота стабилизированного генератора являются «постоянными» цифрового фазометра с калиброванным временем измерения, определяющими величину его основной погрешности и, следовательно, диапазон частот исследуемых напряжений. Погрешность цифрового фазометра может быть снижена до 0,5—0,1% от предела измеряемой фазы.

Отечественной промышленностью выпускаются цифровые фазометры ФЭ-2-4 и НФ-2 при шкале 0—360° с погрешностью соответственно 0,7 и 1°,8.

На принципе прямого преобразования выполняются также приборы с частотными измерительными преобразователями, в которых аналоговая величина X сначала преобразуется в измеряемую затем частоту следования импульсов f_x .

В настоящее время разработаны цифровые приборы с частотными преобразователями с достаточно высокой точностью измерения. Например, цифровой вольтметр типа ДУ-2401А с пределами измерения 0,1; 1,0; 10; 100; 1000 v имеет класс 0,01. В вольтметрах с ЧИП, измеряющих интегральное значение напряжения в течение цикла измерения, мало сказывается влияние помех и шумов на результаты

измерения, так как среднее значение пульсаций и шумов за время интегрирования близко к нулю. Однако быстродействие таких приборов невысокое.

§ VI-8. Цифровые измерительные приборы следящего уравнивания

Цифровые приборы следящего уравнивания, работающие в режиме непрерывного слежения за изменением измеряемой величины X , могут быть с линейным и ступенчатым изменением компенсирующей величины X_K . Причем уравнивание измеряемой величины может выполняться как сверху, так и снизу.

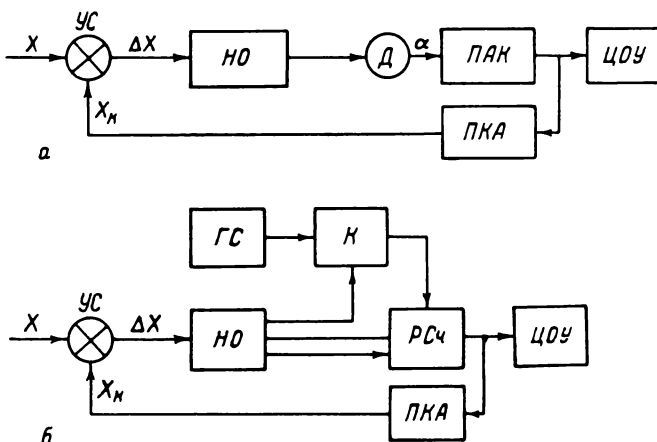


Рис. VI-24. Блок-схемы цифровых приборов со ступенчатым изменением компенсирующей величины:
 а — с двигателем; б — с реверсивным счетчиком.

Приборы с линейным изменением компенсирующей величины обычно выполняются по комбинированной структуре, состоящей из аналогового прибора следящего типа, который преобразует измеряемую величину в угол поворота α , и преобразователя угла поворота в код с цифровым отсчетным устройством. Приборы следящего уравнивания с линейным изменением компенсирующей величины нашли применение в системах централизованного контроля МАРС-200Р, ЭЛРУ-2, в американской системе «Паналаг-605», в системе английской фирмы «Санвик» и др. Погрешность таких приборов может быть снижена до 0,1% с временем измерения 2—5 сек. Для этих приборов характерно то, что они могут выдавать результат измерения как в аналоговом, так и в цифровом виде.

Приборы со ступенчатым изменением компенсирующей величины выполняются в виде замкнутых систем (рис. VI-24), в которых преобразователь аналог — код ПКА охвачен обратной связью. При

наличии точных обратных преобразователей *ПКА*, вырабатывающих компенсирующий сигнал X_k , погрешность прибора может быть снижена до 0,01% и менее. В качестве интегрирующего звена в приборах могут быть использованы двигатели *Д* (рис. VI-24, *a*) и реверсивные счетчики *РСч* (рис. VI-24, *б*).

В приборах с двигателем угол его поворота α кодируется с помощью преобразователя угол — код, выходной код которого выдается на цифровое отсчетное устройство *ЦОУ* и на вход *ПКА*, где он преобразуется в аналоговый компенсирующий сигнал X_k ступенчатой формы. Поскольку сигнал недокомпенсации ΔX может иметь различные знаки, нулевой орган *НО* должен реагировать на сигнал недокомпенсации обоих знаков.

В приборах с реверсивным счетчиком при $X = X_k$ или $X = 0$ ключ *К* закрыт и импульсы от генератора *ГС* на счетчик не поступают. Если $X > X_k$, нулевой орган выдает сигнал на открытие ключа, через который начнут поступать импульсы от генератора на счетчик. Выходной код *РСч*, получаемый от суммирования импульсов, управляет обратным преобразователем *ПКА*, выходная величина которого X_k возрастает степенями до тех пор, пока не достигнет величины X . В момент равенства $X = X_k$ ключ закрывается и поступление импульсов на счетчик прекращается.

Если $X < X_k$, то нулевой орган переключает счетчик на режим вычитания, и тогда X_k будет уменьшаться степенями.

В качестве примера цифрового следящего прибора со ступенчатым уравниванием рассмотрим автокомпенсатор АК-4Д [Цапенко, 1957], схема которого показана на рис. VI-25. Прибор предназначен для измерения сопротивлений тензопреобразователей R_x , включенных в мостовую измерительную схему. С изменением сопротивления тензопреобразователя под действием усилий при деформациях на измерительной диагонали моста возникает напряжение разбаланса

$$\Delta U_x = KU_n \Delta R_x,$$

где K — коэффициент преобразования моста; ΔR_x — изменение сопротивления тензопреобразователя; U_n — напряжение питания моста.

Это напряжение уравнивается выходным ступенчатым напряжением преобразователя *ПКА*, выполненного в виде четырехкаскадного магазина сопротивлений с декадами десятков, сотен и тысяч. В качестве декады единиц, совершающей наибольшее количество перемещений, применен трансформаторный преобразователь.

Ось реверсивного двигателя *Д* связана с оцифрованными роликами *ЦОУ* четырехдекадного отсчетного устройства, преобразующего угол поворота в число для визуального отсчета показаний. Выходные оси роликов связаны с соответствующими декадами магазина сопротивлений. Мостовые измерительные схемы и делитель напряжения питаются напряжением U_n от одного трансформатора *Тр*₁, поэтому напряжение разбаланса ΔU_x и напряжение ΔU_k синфазны между

собой. Нулевой орган прибора выполнен в виде усилителя переменного тока с двумя каскадами усиления напряжения на лампах 6Ж4 и двухтактным каскадом мощности на лампах 6П6 с выходным трансформатором Tr_2 , ко вторичной обмотке которого подключена обмотка

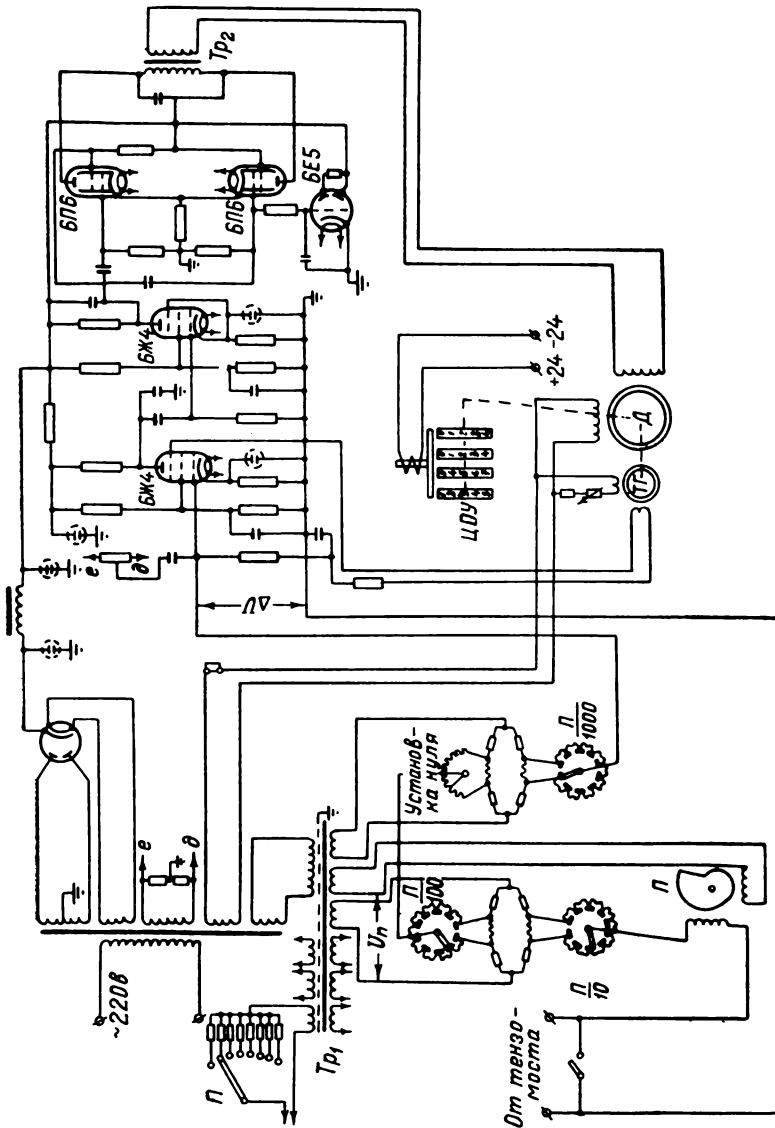


Рис. VI-25. Схема цифрового электромеханического автокомпенсатора со ступенчатым уравновешиванием АК-4Д.

реверсивного двигателя D . На выходной оси двигателя установлен тахогенератор переменного тока $TГ$, вырабатывающий скоростную отрицательную связь.

Шкала прибора имеет 10 000 делений ценой $30 \cdot 10^{-6}$ в. Погрешность прибора не превышает $\pm 0,02\%$, время полного измерения около 70 сек.

Погрешности цифровых приборов следящего уравнивания складываются из статических и динамических. Суммарная статическая погрешность, возникающая в статическом режиме работы прибора ($X = \text{const}$), определяется инструментальными погрешностями и погрешностью дискретности. Инструментальные складываются из погрешности порога чувствительности нулевого органа, стабильности коэффициента преобразования обратного преобразователя ПКА и др. Уравнение для определения суммарной инструментальной погрешности зависит от законов распределения ее составляющих.

Максимальная абсолютная погрешность дискретности при пороге чувствительности $\Delta X_{\text{п.ч}}$ равна половине ступени дискретности, т. е. $\Delta X_{\text{д max}} = 0,5 \Delta X_{\text{д}}$.

Приведенная погрешность дискретности

$$\gamma_{\text{д}} = \frac{\Delta X_{\text{д}}}{2X_{\text{н}}} \cdot 100 = \frac{100}{2N_{\text{ном}}}, \quad \%, \quad (\text{VI-63})$$

где $X_{\text{н}}$ — номинальное значение измеряемой величины.

Динамическая погрешность, обусловленная запаздыванием выдачи результатов измерения по отношению к действительному значению измеряемой величины X , может быть выражена в виде

$$\Delta X_{\text{дин}} = v_x \Delta t_{\text{ст}}, \quad (\text{VI-64})$$

где v_x — скорость изменения измеряемой величины в момент измерения; $\Delta t_{\text{ст}}$ — время обработки одной ступени квантования.

Величина динамической погрешности не должна превышать величины ступени дискретности, т. е.

$$v_x \Delta t_{\text{ст}} \leq \Delta X_{\text{д}}. \quad (\text{VI-65})$$

Скорость изменения измеряемой величины при динамической погрешности, не превышающей $\Delta X_{\text{д}}$,

$$v_{x \text{ доп}} = \frac{\Delta X_{\text{д}}}{\Delta t_{\text{ст}}}. \quad (\text{VI-66})$$

Суммарная абсолютная погрешность прибора в динамическом режиме

$$\Delta X_{\text{с. дин}} = \Delta X_{\text{дин}} + \Delta X_{\text{п.ч}}. \quad (\text{VI-67})$$

Для электромеханических приборов скорость изменения измеряемой величины, определенная из выражения (VI-67), очень мала, поэтому они могут быть использованы лишь для измерения постоянных или медленно изменяющихся во времени величин.

§ VI-9. Цифровые измерительные приборы развешивающего уравновешивания

Цифровые приборы развешивающего уравновешивания, работающие в повторяющемся циклическом режиме, в зависимости от закона изменения компенсирующей величины X_k могут выполняться с линейным, равномерно-ступенчатым и неравномерно-ступенчатым или поразрядным изменением X_k . Приборы с неравномерно-ступенчатым изменением X_k иногда называют приборами поразрядного уравновешивания.

Схема цифрового электромеханического прибора развешивающего уравновешивания с линейным изменением X_k показана на рис. VI-26 [Темников, 1960]. Прибор предназначен для измерения температуры с помощью термометров сопротивления и состоит из мостовой измерительной схемы, электронного нулевого органа, синхронного двигателя $СД_1$ и регистрирующего устройства с лентопротяжным механизмом. Измерительный мост образован реохордом R_1, R_2 , постоянным сопротивлением R_3 и переменным сопротивлением датчика R_4 и питается напряжением постоянного тока 48 в. В измерительную диагональ моста включен нулевой орган, который состоит из диода L_1 , электронного усилительного триода L_2 и тиратронов L_4, L_5 и L_6 .

Синхронный двигатель $СД_1$ приводит во вращение движок реохорда и цифровые ролики $a, б$ двухразрядного механического счетчика. Момент равновесного состояния моста фиксируется нулевым органом вентильного действия. Благодаря наличию диода L_1 на входе нулевого органа последний реагирует только на определенный знак (полярность) напряжения разбаланса моста. В начале цикла, когда движок реохорда находится в начальной точке и дальше от точки компенсации, потенциал катода диода L_1 остается положительным по отношению к аноду, и диод не проводит. После момента компенсации полярность электродов диода изменяется, и он начинает проводить. Чтобы момент отпирания диода максимально приблизить к положению равновесия и повысить крутизну начального импульса тока, в измерительную диагональ моста последовательно с диодом включено переменное напряжение 0,5 в от трансформатора Tr .

Ток измерительной диагонали I_0 , протекая по сопротивлению R_5 , создает на нем падение напряжения, которое через конденсатор C_1 прикладывается к сетке усилительной лампы L_2 . Усиленный сигнал поступает на сетку тиратрона L_4 , который зажигается сам и зажигает тиратрон L_6 . В катодной цепи тиратрона L_6 включена обмотка реле P . Контактными этого реле K_p включается электромагнит печати $ЭМ$. Когда тиратрон L_6 закрыт, конденсатор C_2 заряжается от источника тока +150 в через сопротивление R_6 , величина которого подобрана так, чтобы горение тиратрона не могло продолжаться непосредственно от источника анодного питания +150 в. При зажигании

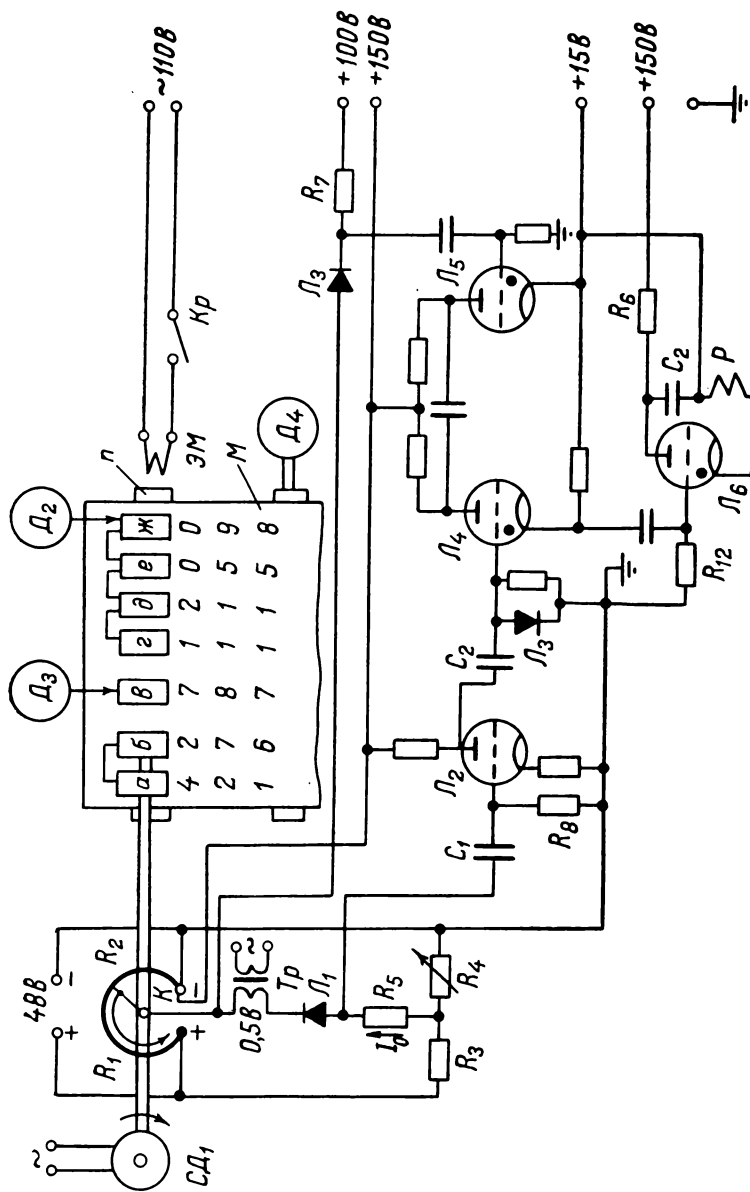


Рис. VI-26. Схема цифрового прибора разветвляющего уравновешивания для измерения температуры.

тиратрона L_6 электромагнит $ЭМ$ срабатывает и печатывает на бумаге результат измерения. Тиратрон и реле находятся в таком состоянии в течение короткого времени разряда конденсатора C_2 .

Тиратроны L_4 и L_5 включены по схеме триггера с двумя устойчивыми состояниями, поэтому зажигание тиратрона L_4 вызывает погасание тиратрона L_5 и наоборот. Триггер к новому циклу измерения подготавливается подачей импульса напряжения на сетку тиратрона L_5 от источника $+150$ в через электронный диод L_3 и сопротивление R_7 в момент замыкания движка реохорда с вспомогательным контактом K .

Кроме измеряемой величины регистрируется время в часах и минутах с помощью печатающих роликов $г, д, е, ж$ и вид регистрируемой величины с помощью ролика $в$. Ролики $г, д, е, ж$ вращаются от шагового двигателя D_2 , а ролик $в$ — от двигателя D_3 . Лента перемещается шаговым двигателем D_4 . Все данные цикла печатаются одновременно в момент удара планки электромагнита $ЭМ$, прижимающей ленту к цифровым роликам. Знаки на бумагу наносятся при помощи красящей ленты. Практически все четыре двигателя и двигатель переключения датчиков можно объединить в одном $СД_1$, связанном с указанными выше элементами при помощи зубчатых, кулачковых, храповых и других кинематических передач.

Следует отметить, что наряду с простотой преобразования линейного перемещения движка реохорда в дискретное показание десятичного счетчика данный тип прибора обладает ограниченной возможностью повышения точности и быстродействия. Действительно, повышению точности прибора за счет увеличения разрядов счетчика препятствуют погрешности, связанные с изготовлением реохорда, а также погрешности преобразования углового перемещения в дискретный отсчет с помощью зубчатых передач. Эти факторы ограничивают наименьшую погрешность пределами $0,1-0,5\%$. Механические системы с линейной обработкой показаний обладают наибольшим временем обработки по сравнению с другими системами.

Цифровые приборы развешивающего уравнивания могут выполняться также с промежуточным преобразованием измеряемой величины X во временной интервал T_x . К цифровым приборам развешивающего уравнивания с время-импульсным преобразованием относятся цифровые вольтметры ЭЦВ-1 и В7-8.

Электронный цифровой вольтметр ЭЦВ-1, предназначенный для измерения напряжения постоянного тока в пределах от -100 до $+100$ в, состоит из собственно вольтметра $ЭЦВ$, регистрирующей приставки $СДУ-132$ и блока питания $ЭСВ-1М$. Блок-схема его показана на рис. VI-27. Пусковой импульс датчика $ДИ$ запускает генератор линейно-падающего напряжения $ГПН$. С появлением линейно-падающего напряжения открывается ключ K , пропускающий импульсы генератора стабильной частоты $ГС$ в счетчик $Сч$. В момент равенства U_x и U_k сравнивающее устройство $НО$ выдает потенциал отрицательной полярности, который закрывает ключ, и поступление импульсов на счетчик прекращается. Счетчик состоит из трех декад

с отсчетным устройством на неоновых лампах МН-8. Цифровой код с него подается на регистрирующее устройство *РУ*. Погрешность измерения составляет $\pm 0,2\%$ от диапазона измеряемого напряжения. Продолжительность цикла измерения около 1 сек.

Цифровой вольтметр В7-8 предназначен для измерения напряжения постоянного и переменного тока в диапазоне частот от 20 гц до 20 кгц. Блок-схема его показана на рис. VI-28. Вольтметр состоит из блока коммутации *БК*, усилителя постоянного тока *УПТ*, преобразователя *П*, компаратора *Км*, генератора цикла *ГЦ*, блока счетных декад с цифровым указателем *БД*, указателя знака с триггером перегрузки *УЗ* и блока питания *БП*.

Измеряемое напряжение подается на вход блока коммутации, где оно с помощью делителя приводится к номинальному пределу 10 в и далее поступает на усилитель постоянного тока. Если же измеряется напряжение переменного тока, то оно после коммутатора подается на преобразователь переменного напряжения в постоянное, а после этого поступает на вход *УПТ*.

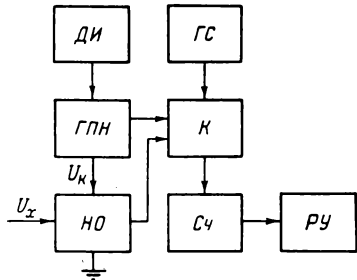


Рис. VI-27. Блок-схема цифрового вольтметра ЭЦПВ-1.

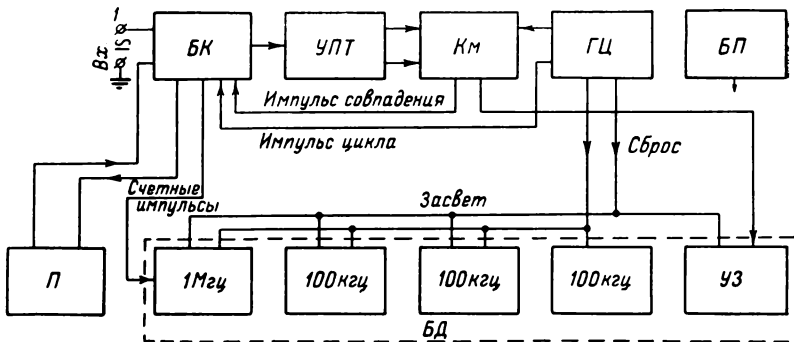


Рис. VI-28. Блок-схема цифрового вольтметра В7-8.

В *УПТ* напряжение усиливается примерно в 8 раз и преобразуется в симметричное, которое подается на входы двух компараторов, где оно сравнивается с линейно-падающим напряжением, поступающим с генератора цикла. В момент равенства напряжений на входах компараторов триггер опрокидывается. Компараторы срабатывают друг за другом с интервалом времени, равным $t = kU_x$, и на их выходе образуется прямоугольный импульс длительностью t . Последний отпирает генератор импульсов, расположенный в блоке коммутации. С генератора импульсы частотой 1 Мгц поступают

на блок счетных декад. Для исключения опрокидывания триггеров при обратном ходе линейно-падающего напряжения в генератор подается прямоугольный импульс цикла, при дифференцировании заднего фронта которого образуется отрицательный импульс, запирающий генератор на время обратного хода.

Чтобы исключить мигание цифровых ламп указателя, положительное напряжение на них подается после прямого хода генератора цикла.

Перед началом замера с генератора цикла на счетные декады подается импульс сброса, который приводит в нулевое положение все декады и триггер нагрузки.

Длительность цикла измерения может регулироваться в диапазоне от 0,1 до 10 сек. В приборе предусмотрена также возможность перехода на управление внешними пусковыми импульсами с частотой до 20 гц.

Если на входной зажим 1 прибора подается отрицательный потенциал, то на указателе знака зажигается «—». Знак не горит при подаче на зажим 1 положительного потенциала и при измерении переменного напряжения.

Питается прибор от сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц через встроенный в прибор блок питания. Потребляемая мощность не более 125 вт.

Прибор имеет три предела измерения: 10, 100 и 1000 в. Основная погрешность прибора равна $\pm 0,1\%$ для первых двух пределов постоянного напряжения и $\pm 0,8\%$ для переменных напряжений. Входное сопротивление не менее 1 Мом. Результат измерения выдается на газонаполненные цифровые лампы указателя в виде четырехрядных десятичных чисел.

Вольтметр выполнен на электронных лампах и полупроводниковых элементах. Размеры его $380 \times 320 \times 360$ мм, вес около 25 кг.

На принципе развешивающего уравнивания с время-импульсным преобразованием выполняются также цифровые интегрирующие вольтметры, измеряющие интегральное значение напряжения за постоянный промежуток времени $T_{ц}$. В этих вольтметрах снижаются требования к чувствительности нулевого органа, так как на его вход подается усиленное напряжение. К недостаткам интегрирующего вольтметра следует отнести малое быстродействие и сложность схемы.

Цифровой вольтметр с равномерно-ступенчатым изменением компенсирующего напряжения U_k , блок-схема которого показана на рис. VI-29, состоит из нулевого органа HO , ключа K , генератора прямоугольных импульсов постоянной амплитуды $ГС$, счетчика импульсов $Сч$ и преобразователя единичного кода в равномерно-ступенчатое напряжение $ПКН$. В режиме разового измерения в момент t_n открывается ключ и импульсы от $ГС$ поступают на счетчик и на $ПКН$. От каждого импульса напряжение U_k на выходе $ПКН$ возрастает на одну ступень ΔU_k . В момент времени t_1 , соответствующий равенству U_k и $U_x = U_1$, ключ закрывается и цикл измерения закан-

чивается. В случае одинаковых ступеней ΔU_k показания счетчика $N = \frac{U_1}{\Delta U_k}$ могут быть проградуированы в единицах измеряемого напряжения U_x .

Цифровые приборы с поразрядным уравниванием по сравнению с приборами следящего уравнивания имеют значительно меньшее количество тактов обработки, а следовательно, большее быстродействие. Обработка выполняется в определенной последовательности начиная со старшего разряда. Нулевой орган при этом должен чувствовать полярность сигнала лишь одного знака.

На принципе поразрядного уравнивания выполнен цифровой вольтметр Ш-1411, блок-схема которого показана на рис. VI-30. Прибор состоит из входного делителя ВД, нулевого органа НО, преобразователя кода в на-

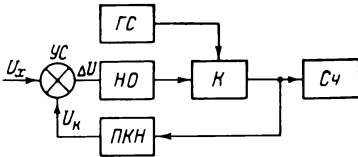


Рис. VI-29. Блок-схема цифрового вольтметра развертывающего уравнивания с равномерно-ступенчатым изменением U_k .

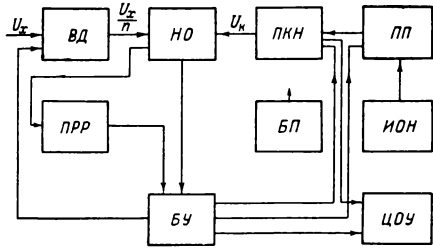


Рис. VI-30. Блок-схема цифрового вольтметра Ш-1411.

пряжение $ПКН$, переключателя полярности $ПП$, источника образцового напряжения $ИОН$, блока уравнивания $БУ$, переключателя рода работы $ППР$, цифрового отсчетного устройства $ЦОУ$ и блока питания $БП$. Измеряемое напряжение U_x подается на вход делителя, который уменьшает его в 1000, 100 или 10 раз в зависимости от величины U_x . Напряжение с выхода делителя поступает на вход нулевого органа, где оно сравнивается с компенсирующим напряжением U_k , поступающим с выхода $ПКН$.

Нулевой орган выполнен на лампах в виде фазочувствительного усилителя с преобразованием напряжения постоянного тока в переменное. В качестве преобразователя применен вибропреобразователь. На выходе нулевого органа установлено поляризованное реле РП-5, выдающее сигнал на блок управления, который изменяет выходное напряжение U_k преобразователя $ПКН$ в сторону уменьшения сигнала небаланса. В конце цикла измерения сигнал небаланса уменьшается до величины, определяемой чувствительностью нулевого органа и наименьшей величиной дискретности $ПКН$.

В $ПКН$ применена сетка сопротивлений, величины которых набраны по двоично-десятичному коду с весами разрядов 2—4—2—1. Сопротивления выполнены из микропроволочного манганина. Питается преобразователь от четырех окиснортутных элементов типа

ОР-4. Калиброванные сопротивления *ПКН* к источнику подключаются с помощью контактов электромагнитных реле.

В состоянии равновесия комбинация набранных сопротивлений *ПКН* в закодированном виде соответствует величине U_x , а следовательно, и $\frac{U_x}{n}$. Закодированное напряжение дешифрируется и изображается на цифровом отсчетном устройстве на светопроводах.

Прибор имеет пределы измерения 1; 10; 100; 1000 *в* при входном сопротивлении соответственно 100 *ком*; 10 и 100 *Мом*. Основная погрешность его не превышает $\pm 0,05\%$.

В приборе автоматически выбираются пределы измерения и определяется полярность U_x . Выявление и индикация полярности U_x выполняются с помощью переключателя *ПП*. В приборе предусмотрено два режима измерения: разовый и ждущий. Род работы задается с помощью клавишного переключателя. Рабочий ток устанавливается по встроенному нормальному элементу 3-го класса. Питается прибор от сети переменного тока напряжением 127 или 220 *в*, частотой 50 *гц*. Время одного измерения составляет около 1,5 *сек*.

На принципе поразрядного уравнивания выполнен цифровой вольтметр ЭЦВ-3, предназначенный для измерения постоянных или медленно меняющихся напряжений постоянного тока. Результаты измерений изображаются в виде чисел на цифровом указателе и регистрируются на бумажной ленте. При необходимости они могут выдаваться во внешнее устройство в виде параллельного двоично-десятичного кода с весами разрядов 8—4—2—1. Прибор имеет 4 предела измерения: 99—999,8; 9,2—92; 0,92—9,2 и 0,001—0,920 *в*. Абсолютная погрешность измерения в зависимости от предела составляет соответственно 1; 0,1; 0,010; 0,001 *в*. Питается прибор от сети переменного тока напряжением 220 *в*, частотой 50 *гц*. Конструктивно он выполнен в виде трех блоков: собственно вольтметра ЭЦВ-3, регистрирующего устройства ЦПМ-3 и узла нормального элемента УН-2.

Для измерения медленно изменяющихся напряжений постоянного тока в пределах 0,999; 9,99 и 99 *в* под руководством автора разработан цифровой вольтметр [Бутусов, 1962а] с поразрядным уравниванием на феррит-транзисторных элементах. Выбор предела измерения и определение полярности измеряемого напряжения происходят автоматически. Сетка сопротивлений делителя выполнена из манганиновых сопротивлений, величины которых соответствуют весовым разрядам двоично-десятичного кода 2—4—2—1. Калиброванные сопротивления к источнику питания подключаются с помощью магнитоуправляемых реле. Результат измерения фиксируется цифровым указателем, выполненным на цифровых газоразрядных лампах ИН-1. Основная погрешность прибора составляет $\pm 0,20\%$. Время полного измерения не превышает 0,3 *сек*. Питается прибор от сети переменного тока напряжением 127 или 220 *в*, частотой 50 *гц*. Потребляемая мощность не превышает 5 *вт*.

На принципе поразрядного уравнивания работает вольтметр постоянного тока фирмы «Солартрон» типа М-901, выполненный на транзисторах с использованием электромагнитных реле для коммутации калиброванных сопротивлений и выбора предела измерения. Прибор имеет три предела: 0—0,999; 0—9,99 и 0—99,9 *в*. Погрешность измерения не превышает $\pm 0,25\%$.

Краснодарским заводом измерительных приборов выпускаются цифровые электромеханические омметры Р-336 и Р-337 с поразрядным уравниванием. Мост Р-337 предназначен для измерений относительного отклонения величины омического сопротивления от номинального значения в пределах от 10 до 10^8 *ом*. Основная погрешность измерения в зависимости от предела находится в диапазоне от $\pm 0,01\% + 1$ знак до $\pm 1\% + 1$ знак.

ГЛАВА VII

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

§ VII-1. Классификация измерительных информационных систем

Измерительные информационные системы (ИИС) по назначению можно разбить на четыре группы: измерительные, централизованного контроля, технической диагностики, распознающие и управляющие. Измерительные системы используются главным образом при проведении разнообразных экспериментальных исследований, изучении характеристик автоматизируемых объектов и др. На выходе измерительной системы информация выдается в виде некоторого множества именованных чисел или их отношений, являющихся непосредственными результатами прямых, косвенных или совокупных измерений. До настоящего времени разрабатывались измерительные системы узкоцелевого назначения. Однако в последнее время начаты разработки по созданию агрегатно-блочных измерительных систем для работы с различными датчиками и устройствами обработки, позволяющими получать количественную информацию в требуемой форме.

Системы централизованного контроля, используемые для автоматического контроля производственных процессов в различных отраслях промышленности, являются наиболее обширной группой ИИС. В этих системах выходная информация, получаемая в результате измерительных операций и математической или логической обработки полученных данных, выдается в виде количественных суждений, характеризующих контролируемый технологический процесс или агрегат.

В настоящее время разработана и выпускается большая номенклатура машин централизованного контроля как у нас, так и за рубежом. Наряду с этим интенсивно ведутся работы по созданию агрегатно-блочных машин и систем централизованного контроля на базе унифицированных блоков и устройств автоматического контроля. Такие системы, имеющие гибкую структуру, могут быть использованы в различных отраслях промышленности без изменения их конструкции.

Системы технической диагностики служат для автоматического контроля исправности работы, отыскания места и выявления при-

чины повреждения в сложных системах автоматического контроля и управления и др.

Распознающие системы или, как их иногда называют, читающие автоматы, выполняющие чтение машинописных текстов, распознавание изображений, звуковой речи и т. п., используются в качестве входных устройств сложных систем автоматического управления. С помощью распознающих систем информация может вводиться в систему управления с машинописного текста, графиков или устной речи. В группу распознающих систем входят также автоматические устройства прогнозирования и диагностики, предсказывающие будущее состояние контролируемого объекта и устанавливающие причины, вызывающие отклонения от заданных значений.

Распознающая система на основании данных о процессе и внешних воздействий на этот процесс оценивает производственную ситуацию и выдает команды на управление процессом. С проблемой распознавания образов тесно связана проблема создания обучающихся автоматов, которые должны уметь оценивать сложившуюся ситуацию и на основании этого принимать наилучшее решение. Поэтому большая часть задач по обучению автоматов может быть сведена к задачам обучения распознавания образов.

Измерительные информационные управляющие системы могут выполнять кроме всех основных функций четырех предыдущих систем еще функции по управлению процессом путем выдачи определенных рекомендаций или сигналов непосредственно на исполнительные устройства.

Следует заметить, что разбивка ИИС на группы до некоторой степени условна, так как наметившаяся тенденция по созданию ИИС приводит к тому, что в системе одной группы объединяются функции систем, входящих в другие группы. Например, в сложной системе централизованного контроля могут быть объединены функции всех других групп, которые входят в систему централизованного контроля в виде отдельных устройств.

В зависимости от того, как используется канал получения информации, можно выделить ИИС с однократным и многократным использованием канала получения информации от исследуемого объекта. В системах с многократным использованием канала информации входные величины вводятся и обрабатываются последовательно. Их иногда называют системами обтекающего типа. В системах с однократным использованием канала получения информации при необходимости параллельного ввода исследуемых величин применяются системы многоканальные или с параллельной структурой.

ИИС в зависимости от формы входных величин, а также способов их преобразования и измерения могут быть подразделены на системы непрерывного и дискретного действия. Большинство современных ИИС выполняются дискретного действия с многократным использованием канала получения информации. Это объясняется главным образом экономичностью этих систем по числу элементов, удобством преобразования и представления информации.

§ VII-2. Измерительные системы

Основной задачей измерительных систем, используемых главным образом при экспериментальных исследованиях сложных конструкций, автоматизируемых технологических процессов и промышленных объектов, является регистрация большого числа измеряемых величин, характеризующих испытуемый объект. Как правило, эти системы работают непродолжительное время. К ним предъявляются повышенные требования в отношении точности измерения и быстродействия. Структурные схемы основных измерительных систем показаны на рис. VII-1.

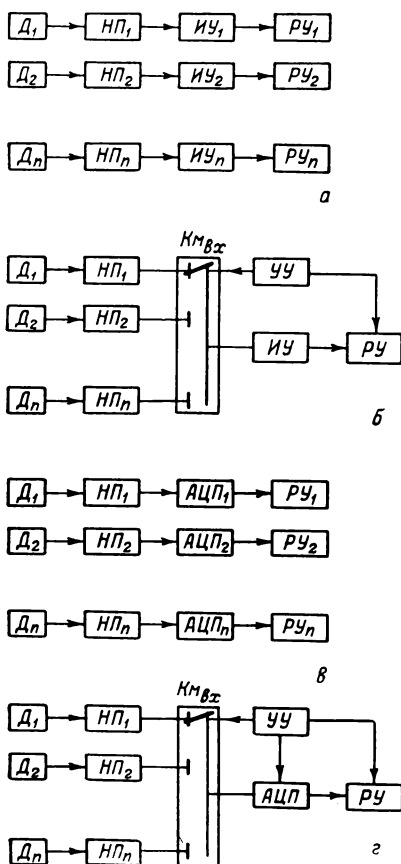


Рис. VII-1. Структурные схемы измерительных систем.

Особенность этой системы заключается в том, что все параметры могут измеряться и регистрироваться параллельно, причем измерение по каждому каналу производится независимо от других каналов. Это в некоторых случаях позволяет обеспечить необходимое быстродействие и надежность работы системы. Однако такие системы громоздки и неэкономичны.

Более экономична измерительная система с многократным использованием канала получения информации (рис. VII-1, б), в которой сигналы с нормирующих преобразователей $НП_1, НП_2, \dots, НП_n$

поступают на измерительное устройство $IУ$ и далее на регистрирующее устройство $РУ$ последовательно во времени через входной коммутатор $К_{м.вх.}$. Работой входного коммутатора и регистрирующего устройства управляет устройство управления $УУ$. Если расстояние от датчиков до измерительного устройства незначительно и выходные сигналы датчиков однородны, то вместо n нормирующих преобразователей можно установить один после коммутирующего устройства. При этом быстродействие нормирующего преобразователя при прочих равных условиях должно быть по крайней мере в n раз больше по сравнению с предыдущими преобразователями.

На рис. VII-1, *в* показана структурная схема многоканальной измерительной системы дискретного действия. В ней сигналы с нормирующих преобразователей поступают на соответствующие аналого-цифровые преобразователи $АЦП_1, АЦП_2, \dots, АЦП_n$ и далее на регистрирующие устройства. Эта система по сравнению с непрерывной представляет результаты в более удобной цифровой форме, что имеет существенное значение при дальнейшей обработке измерительной информации.

В измерительной системе дискретного действия с многократным использованием канала получения информации (рис. VII-1, *г*) сигналы от датчиков поступают на $АЦП$ через входной коммутатор $К_{м.вх.}$.

Примером измерительной системы непрерывного действия с многократным использованием канала получения информации служит система ЭМД69-М2, предназначенная для измерения температуры с помощью термометров сопротивления в 2400 точках. Измеряемые величины регистрируются с помощью 24-точечного регистрирующего моста со скоростью 20 точек в минуту.

Примером измерительной системы дискретного действия с многократным использованием канала получения информации является машина типа РУМБ-2 [Бутусов, 1964в]. Машина выполняет сбор информации от 40 датчиков измеряемых величин, преобразование сигналов датчиков в цифровую форму и регистрацию преобразованной информации параллельно на специальном бланке с помощью электрифицированной печатающей машинки и на перфокартах. Машина выполнена на полупроводниковых элементах.

Циклы регистрации в зависимости от заданной программы могут повторяться через 1, 2, 10, 20 мин и 1 ч. Величины регистрируются в виде трехзначных десятичных чисел со скоростью 0,4 сек на одно число. Погрешность регистрации составляет $\pm 0,2\%$ от верхнего предела шкалы.

Машина (рис. VII-2) состоит из электрифицированных часов 1, счетчика времени 2, распределителя 3, коммутатора 4, аналого-цифрового преобразователя 5, дешифратора 6, электрифицированной машинки 7 и перфоратора 8. Датчики $D_1—D_{40}$ с унифицированным выходным сигналом в виде постоянного тока 1—5 или 4—20 ма с помощью коммутатора последовательно подключаются ко входу аналого-цифрового преобразователя, в котором непрерывные сигналы датчиков преобразуются в цифровые и затем с помощью

распределителя и дешифратора подаются на регистрирующую машинку и перфоратор. Счетчик времени кодирует импульсы, поступающие от электрифицированных часов; одновременно он служит и программирующим устройством.

Другой измерительный системой дискретного типа с многократным использованием канала получения информации является ДИУ-256/1 [Лебедев, Толчинский, Тяжкин, 1960]. Система служит для измерения и регистрации до 256 параметров с помощью датчиков D (рис. VII-3), преобразующих измеряемые параметры в электрические сигналы, которые затем промежуточными усилителями $У$ преобразуются в унифицированный сигнал в виде напряжения постоянного тока 0—5 в. В качестве датчиков могут быть использованы термопары, реостатные или тензометрические преобразователи, термометры сопротивления с питанием их постоянным током, индукционные преобразователи с выпрямлением переменного тока в постоянный и др.

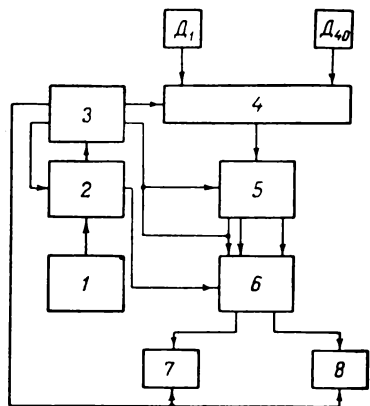


Рис. VII-2. Блок-схема машины РУМБ-2.

Каждая группа датчиков обслуживается одним электромагнитным коммутатором $Км$, промежуточным усилителем $У$, нулевым органом $НО$ и ключом $К$. Тип промежуточного усилителя определяется кодом датчиков данной группы.

Преобразователь непрерывных сигналов датчиков в цифровой код выполнен на принципе развортывающего уравнивания. Ступенчатая пилообразная развертка U_k вырабатывается генератором компенсирующих напряжений $ГКН$. Напряжение развертки U_k образуется путем циклического суммирования импульсов, поступающих от блока управления преобразователем $УПр$ с частотой 286 кГц. В момент равенства U_k и U_x с выхода нулевого органа выдается импульс, который через ключ $К$ воздействует на $УПр$, и подача импульсов в $ГКН$ прекращается. Двоичный код, записанный в счетчике $УПр$, через коммутатор головок $КГ$ записывается на магнитный барабан $МБ$. После этого блок $УПр$ выдает очередной импульс управления на коммутатор групп $Км_{гр}$ для подключения очередной группы.

Записанные коды на $МБ$ переписываются регистрирующим устройством $РУ$ на бумажную ленту в виде трехзначных десятичных чисел. Выбор кодов с магнитного барабана осуществляется

с помощью блока *ВКБ* в том же порядке, в каком они записывались на барабан. Управление печатью производится от блока *УП*. В системе применено *РУ* роторного типа со скоростью регистрации 256 чисел за 25 сек. Регистрация может производиться как после каждой серии измерений, так и после записи на барабан нескольких серий (до 80) в любой последовательности кодовых дорожек по выбору оператора. Запас бумажной ленты регистрирующего устройства составляет 45 м.

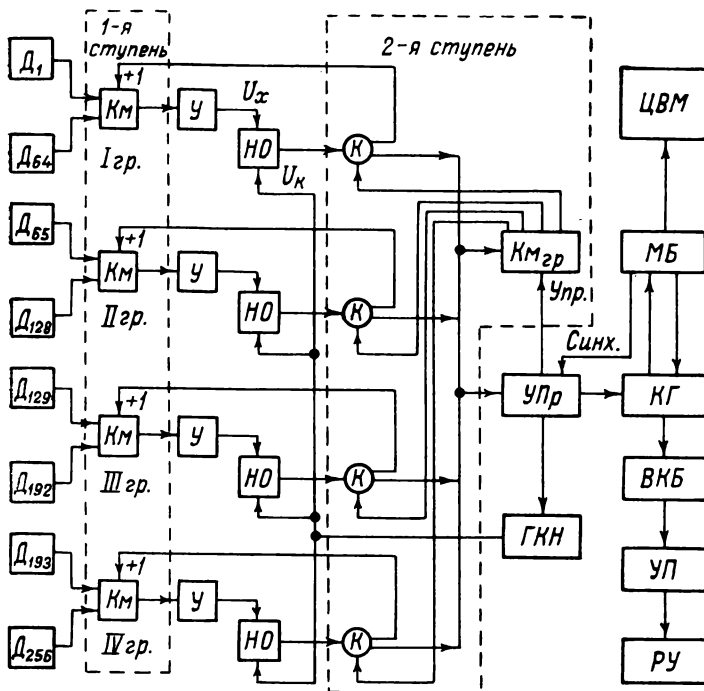


Рис. VII-3. Блок-схема измерительной системы ДИУ-256/1.

Код с магнитного барабана может выдаваться также на цифровую вычислительную машину.

Погрешность дискретности составляет 0,1%, а погрешность преобразования в зависимости от диапазона измерения — 0,2—0,5%. Питается система от трехфазной сети переменного тока напряжением 220 в. Потребляемая мощность около 2,5 кВт.

В качестве примера измерительной системы дискретного действия с обработкой информации рассмотрим систему АИ-2048 [Белостоцкий и др., 1964], предназначенную в основном для измерения и обработки информации в ядерной физике. Система может быть использована и для экспериментального исследования автоматизируемых промышленных объектов. Она состоит (рис. VII-4) из входного

устройства BxU , включающего в себя блок цифрового преобразования амплитуд импульсов, блок цифрового преобразования интервалов времени между импульсами, генератор кодов датчиков, образцов, мишеней; оперативного запоминающего устройства $OЗУ$; арифметического устройства $AУ$; устройства управления $УУ$; пульта управления $ПУ$; выходного устройства $ВыхУ$, включающего в себя блок осциллоскопа, блок управления осциллоскопом, регистрирующее устройство, блок привода перфорирующего устройства; блока микропрограмм и блока питания. Система выполнена в основном на полупроводниковых элементах.

Измеряемые величины подаются на вход системы в виде либо амплитуды импульсов, либо интервалов времени между импульсами,

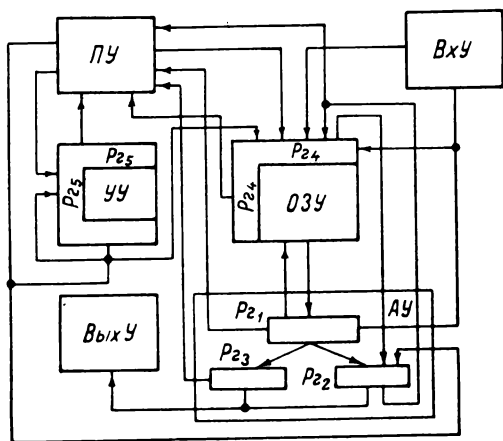


Рис. VII-4. Блок-схема измерительной системы АИ-2048.

которые преобразуются в цифровой код, пропорциональный значению физической величины.

Преобразователь амплитуды импульсов в цифровой код работает на принципе развешивающего уравнивания. В системе применены две схемы цифрового преобразования интервалов времени между импульсами. Одна из них служит для преобразования микросекундных интервалов, а другая — для наносекундных.

Оперативное запоминающее устройство на 2048

чисел выполнено на ферритовых сердечниках в виде восьми стандартных кубов на 256 чисел каждый. Числа из $OЗУ$ выбираются с помощью адресных регистров P_{24} .

Арифметическое устройство состоит из трех регистров P_{21} — P_{23} , собранных на потенциальных триггерах. Наличие арифметического устройства в системе АИ-2048 позволяет производить предварительную обработку измерительной информации. Результаты вычислений могут выдаваться в цифровой или аналоговой форме с помощью регистрирующих устройств, входящих в выходное устройство.

Устройство управления состоит из долговременного запоминающего устройства диодно-трансформаторного типа с матричным выбором числа или команды и регистров команд P_{25} .

Система управляется с пульта, на котором расположены устройства ручного управления и лампы световой сигнализации. В качестве регистрирующих устройств применен телеграфный аппарат СТА-2М и цифropечатающее устройство барабанного типа, регистрирующее 11-разрядные десятичные числа на бумажной ленте

шириной 56 мм. Скорость регистрации до четырех чисел в секунду. Скорость регистрации телеграфным аппаратом равна одному числу в секунду.

Амплитуда входных импульсов может изменяться от 1 мв до 30 в. Частота поступления импульсов около 10 кГц. Временные интервалы могут изменяться от 1,5 до 1000 мсек. Нелинейность преобразователя составляет 0,5%.

Измерительные системы для косвенных и совокупных измерений

Успехи, достигнутые в области вычислительной техники, оказали положительное влияние на развитие измерительных систем для косвенных и совокупных измерений. С помощью косвенных измерений определяются физические величины, которые являются функциями ряда как независимых, так и зависимых переменных. Вид этих функций определяет структуру измерительной системы.

В совокупных измерениях измеряемые величины определяются через другие независимые величины путем решения системы уравнений, которые могут быть алгебраическими и дифференциальными. Имея математические зависимости измеряемых величин, можно выбрать структуру измерительной системы, которая может быть реализована на аналоговых или дискретных устройствах. При выборе структуры измерительной системы необходимо иметь в виду, что данные измерения должны выполняться с минимальным количеством преобразований.

Примером измерительной системы косвенных измерений служит расходомер с автоматической коррекцией на изменение температуры, давления и влагосодержания. Расход вещества (газа, пара или жидкости) в трубопроводе определяется перепадом, создаваемым сужающим устройством, и удельным весом вещества в соответствии с выражением

$$Q_V = \alpha \xi K_t S \sqrt{\frac{h}{\gamma}}, \text{ м}^3/\text{ч}, \quad (\text{VII-1})$$

где α — коэффициент расхода (определяется опытным путем); ξ — коэффициент расширения, учитывающий увеличение объема после сужающего устройства; S — площадь отверстия истечения при температуре $+20^\circ \text{C}$, м^2 ; K_t — коэффициент, учитывающий тепловое расширение отверстия сужающего устройства; $h = p_1 - p_2$ — перепад давления, $\text{н}/\text{м}^2$; γ — удельный вес измеряемого вещества, соответствующий его состоянию перед сужающим устройством.

Удельный же вес вещества в свою очередь является функцией температуры, давления и влажности газа (пара). При измерении расхода вещества с помощью расходомеров переменного перепада давления удельный вес вещества принимается постоянным, соответствующим его средней температуре, давлению и влажности. На самом же деле факторы, определяющие удельный вес вещества,

меняются, а следовательно, и расход, замеренный прибором, может значительно отличаться от действительного. Для учета действительного расхода вещества необходимо вводить коррекцию на изменение температуры, давления, а в некоторых случаях и влажности.

Расход вещества с учетом его давления и температуры можно определить из выражения

$$Q_v = K \sqrt{\frac{ph}{T}}, \quad (\text{VII-2})$$

где K — постоянный коэффициент; h — перепад давления на сужающем устройстве; p — давление среды перед диафрагмой; T — абсолютная температура среды.

Таким образом, чтобы расходомер учитывал влияние температуры и давления, в приборе должно быть предусмотрено счетно-решающее устройство, производящее умножение, деление и извлечение квадратного корня.

В расходомерах с коррекцией в настоящее время действия умножения и деления обычно производятся с помощью равновесного моста, а извлечение квадратного корня с помощью либо специального кулачка, либо функционального реостата.

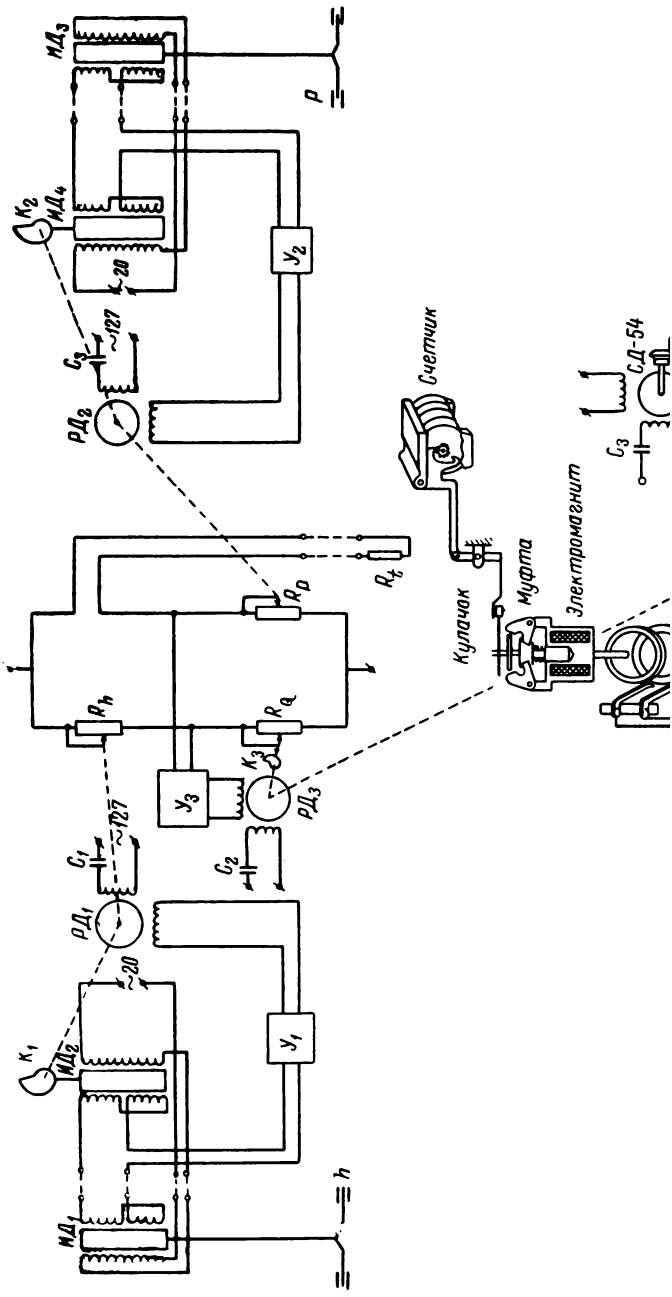
В качестве примера рассмотрим приведенную на рис. VII-5 принципиальную схему расходомера с автоматической коррекцией на изменения температуры и давления [Бутусов, 1963а]. Здесь перепад давления h на дросселирующем устройстве измеряется мембранным дифманометром с дифференциально-трансформаторной катушкой $ИД_1$. Такая же катушка $ИД_2$ устанавливается на вторичном приборе.

С возникновением рассогласования в положении плунжеров катушек $ИД_1$ и $ИД_2$ на вход усилителя $У_1$ поступает сигнал разбаланса, который усиливается и подается на обмотку управления реверсивного двигателя $РД_1$. Реверсивный двигатель начинает вращаться и с помощью кулачка K_1 , установленного на выходной оси двигателя, перемещает плунжер катушки $ИД_2$ до установления нового равновесного состояния. На оси двигателя закреплен также движок реостатного датчика R_h , который включен в одно из плеч счетно-решающего моста.

Давление перед дросселирующим устройством измеряется манометром p с катушкой $ИД_3$, которая включена в схему аналогично рассмотренной. На оси реверсивного двигателя $РД_2$, предназначенного для уравнивания дифференциально-трансформаторной схемы, укреплен движок реостатного датчика R_p , включенного в другое плечо счетно-решающего моста.

Перед дросселирующим устройством температура вещества измеряется термометром сопротивления R_t , включенным в третье плечо моста. В качестве четвертого плеча моста используется реостат R_Q .

При изменении расхода или параметров контролируемого вещества (p , T) на измерительной диагонали моста появляется сигнал, который поступает на усилитель $У_3$ и затем подается на обмотку управления реверсивного двигателя $РД_3$. Двигатель начинает



вращаться и с помощью кулачка K_3 перемещает движок реостата R_Q , в результате чего мост приходит в новое равновесное состояние.

Плечи счетно-решающего моста подобраны так, что перемещение движка R_Q пропорционально выражению $\frac{hP}{T}$. Извлечение квадратного корня из этого выражения происходит за счет кулачка K_3 , имеющего соответствующий профиль. Таким образом, угол поворота кулачка K_3 , укрепленного на оси двигателя PD_3 , пропорционален расходу с учетом давления и температуры вещества.

Для определения расхода за длительный промежуток времени в приборе предусмотрено интегрирующее устройство, изображенное в нижней части рис. VII-5. Интегратор прибора состоит из электромагнитной муфты с контактной системой и счетчика. В цепи питания муфты включены два контактных полукольца с неподвижной и подвижной щетками. Корпус муфты вместе с полукольцами вращается с постоянной скоростью синхронным двигателем СД-54. Подвижная щетка перемещается прямо пропорционально перемещению стрелки прибора, при этом угол между точками касания подвижного и неподвижного контактов изменяется обратно пропорционально измеряемой величине. Когда обе щетки находятся на одном и том же полукольце, цепи питания муфты замкнуты, якорь муфты притянут к корпусу муфты и вращается вместе с ним. Счетчик интегратора считает число оборотов якоря муфты, которое за определенный промежуток времени будет прямо пропорционально времени включения муфты, а следовательно, обратно пропорционально углу между подвижной и неподвижной щетками и прямо пропорционально измеряемой величине.

Недостаток рассмотренного расходомера с автоматической коррекцией расхода заключается в наличии в приборе переменных сопротивлений в виде реохордов со скользящим контактом. На рис. VII-6, а показана блок-схема расходомера ДМКВ с автоматической коррекцией по давлению, температуре и влагосодержанию газа, выполненного на бесконтактных ферродинамических датчиках [Гофманович, 1959].

В комплект расходомера ДМКВ входят:

- а) манометр 1, воспринимающий давление газа p и преобразующий его в пропорциональный угол поворота ферродинамического датчика β_1 ;
- б) задатчик влагосодержания 2, вырабатывающий угол поворота ферродинамического датчика β_2 , пропорциональный задаваемой величине влагосодержания φ газа;
- в) дифманометр 3, дающий угол поворота ферродинамического датчика β_3 , пропорциональный перепаду давления h ;
- г) термометр сопротивления 4, сопротивление которого R_T пропорционально температуре T газа;
- д) вычислительные устройства Б, вырабатывающие угол поворота ферродинамического датчика β_5 , пропорциональный расходу газа, пересчитанного на нормальные условия;

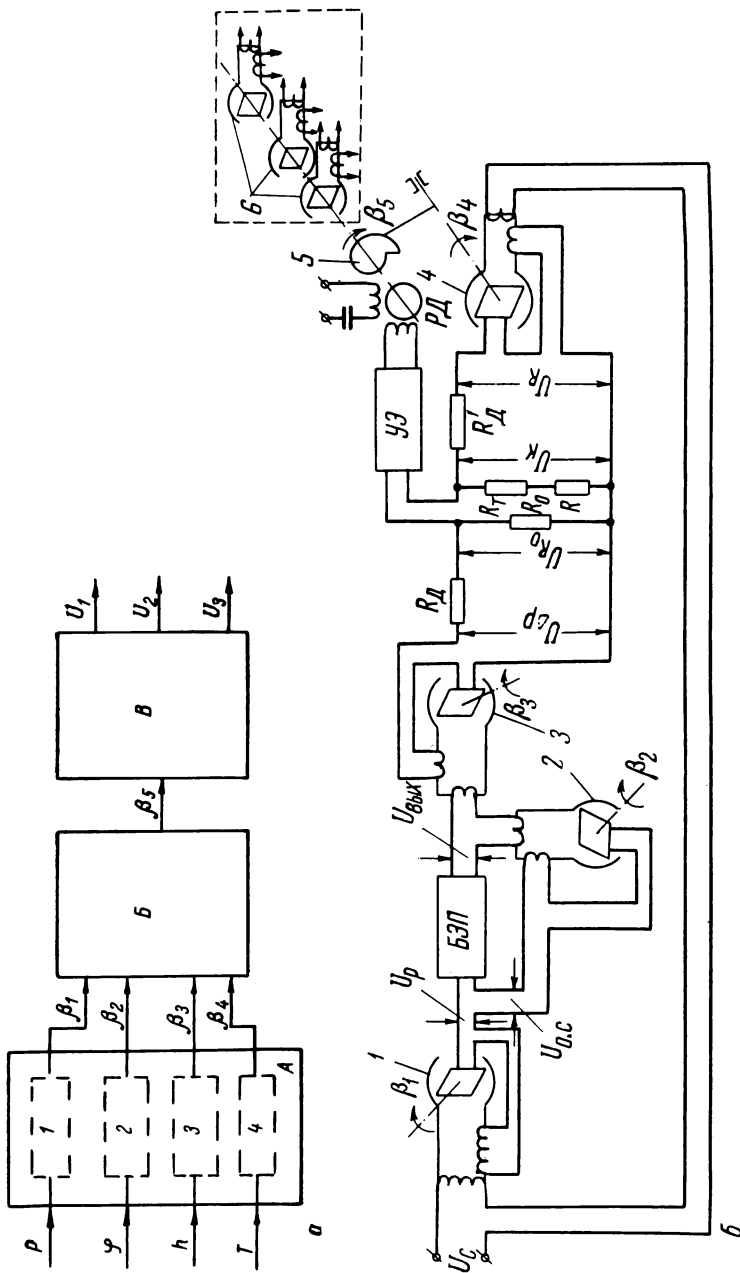


Рис. VII-6. Расходомер ДМКВ с автоматической коррекцией по давлению, температуре и влажосодержанию газа.
 а — блок-схема; б — принципиальная схема вычислительно-преобразовательного устройства расходомера.

е) устройство B выдачи результатов в виде напряжений переменного тока U_1, U_2, U_3 , пропорциональных расходу газа.

Принципиальная схема вычислительно-преобразовательного устройства прибора ДМКВ показана на рис. VII-6, б. Рамка ферродинамического датчика 1 с помощью манометра поворачивается на угол β_1 , пропорциональный давлению газа p , т. е.

$$\beta_1 = K_1 K_p, \quad (\text{VII-3})$$

где K_1 — коэффициент пропорциональности; $K_p = \frac{p}{p_p}$ — коэффициент коррекции по давлению; p_p — статическое давление, принятое при расчете диафрагм.

Так как магнитопроводы датчиков работают в ненасыщенном режиме, то напряжение U_p , снимаемое с его выхода,

$$U_p = K_2 U_c \beta_1 = K_3 U_c K_p, \quad (\text{VII-4})$$

где K_2 — коэффициент пропорциональности; U_c — напряжение питания обмотки возбуждения датчика; $K_3 = K_1 K_2$.

Разность U_p и напряжения обратной связи $U_{o.c}$ подается на вход блока электронного повторителя $BЭП$, представляющего собой электронный усилитель мощности, охваченный глубокой отрицательной обратной связью. Напряжение обратной связи $U_{o.c}$, снимаемое с датчика обратной связи 2, пропорционально напряжению питания обмотки возбуждения датчика, которое является частью выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ $BЭП$, и углу поворота рамки этого датчика β_2 , т. е.

$$U_{o.c} = K_4 U_{\text{вых}} \beta_2, \quad (\text{VII-5})$$

где K_4 — коэффициент пропорциональности.

Рамка датчика 2 поворачивается от руки или автоматически прибором, измеряющим влагосодержание газа φ , на угол

$$\beta_2 = K_5 K_\varphi, \quad (\text{VII-6})$$

где $K_\varphi = \frac{(\gamma_n + \varphi)(0,749 + \varphi)}{(\gamma_n + \varphi_p)(0,749 + \varphi_p)}$ — коэффициент коррекции по влагосодержанию; γ_n — удельный вес сухого газа в нормальном состоянии, кг/м^3 ; φ_p — влагосодержание газа, принятое при расчете диафрагм, кг/м^3 .

Из выражений (VII-5) и (VII-6) следует

$$U_{o.c} = K_6 U_{\text{вых}} K_\varphi, \quad (\text{VII-7})$$

где $K_6 = K_4 K_5$.

Выходное напряжение на $BЭП$

$$U_{\text{вых}} = K_y (U_p - U_{o.c}), \quad (\text{VII-8})$$

где K_y — коэффициент усиления усилителя.

Подставив в выражение (VII-7) вместо U_p и $U_{o.c}$ их значения из формулы (VII-4) и (VII-7), получим

$$U_{\text{вых}} = \frac{K_3 K_y U_c K_p}{1 - K_6 K_y K_\varphi}. \quad (\text{VII-9})$$

В полученном выражении единицей в знаменателе практически можно пренебречь, так как $1 \ll K_6 K_y K_\varphi$. Тогда

$$U_{\text{вых}} = K_7 U_c \frac{K_p}{K_\varphi}. \quad (\text{VII-10})$$

Рамка датчика 3 поворачивается дифманометром на угол β_3 , пропорциональный перепаду давления h , т. е.

$$\beta_3 = K_8 h. \quad (\text{VII-11})$$

Напряжение на выходе датчика 3 пропорционально напряжению $U_{\text{вых}}$ БЭП и углу β_3 :

$$U_h = K_9 U_{\text{вых}} \beta_3 = K_{10} U_c \frac{K_p h}{K_\varphi}. \quad (\text{VII-12})$$

Входное напряжение датчика 4

$$U_R = K_{11} U_c \beta_4, \quad (\text{VII-13})$$

где β_4 — угол поворота рамки датчика 4.

Рамки датчика 4 поворачиваются асинхронным двигателем РД через лекало 5. Обмотка управления двигателя питается от электронного усилителя УЭ. На выходе датчика 4 включены сопротивления R'_d , R и термометр сопротивления R_T , измеряющий температуру в газопроводе. Величина сопротивления R'_d выбрана достаточно большой, с тем чтобы ток менялся незначительно с изменением сопротивления термометра R_T при колебаниях температуры газа в рабочем интервале. Тогда падение напряжения U_K на сопротивлениях R_T и R определится из выражения

$$U_K = K_{12} U_R (R_T + R). \quad (\text{VII-14})$$

Для правильного ввода коррекции по температуре необходимо, чтобы относительное изменение суммарного сопротивления $(R_T + R)$ при изменении температуры было равно K_T , т. е.

$$K_T = \frac{R_T + R}{R_{T.p} + R}, \quad (\text{VII-15})$$

где $K_T = \frac{T}{T_p}$ — коэффициент коррекции по температуре; T_p — температура газа, принятая при расчете диафрагм, °К; $R_{T.p}$ — сопротивление термометра R_T , соответствующее расчетной температуре.

Решая совместно уравнения (VII-13), (VII-14) и (VII-15), получаем

$$U_{\kappa} = K_{14} U_c \beta_4 K_{\tau}, \quad (\text{VII-16})$$

где $K_{14} = K_{11} K_{12} K_{13}$; $K_{13} = R_{\tau, p} + R$.

Падение напряжения U_{R_0} на сопротивлении R_0

$$U_{R_0} = K_{15} U_h R_0 = K_{16} U_c \frac{K_p h}{K_{\varphi}}, \quad (\text{VII-17})$$

где $K_{16} = K_{10} K_{15} R_0$.

Сопротивление R_0 принято равным $R_{\tau, p} + R$.

В момент компенсации U_{κ} равно U_{R_0} . Тогда из выражений (VII-16) и (VII-17) получим

$$\beta_4 = K_{17} \frac{K_p h}{K_{\tau} K_{\varphi}}. \quad (\text{VII-18})$$

Профиль лекала 5 выбран таким, чтобы угол поворота его оси

$$\beta_5 = \sqrt{\beta_4} = K_{18} \sqrt{\frac{h K_p}{K_{\tau} K_{\varphi}}} \quad (\text{VII-19})$$

был пропорционален расходу Q_V .

С осью лекала 5 кинематически связаны рамки ферродинамических датчиков 6, вырабатывающих э. д. с., пропорциональные Q_V , для передачи их на вторичный прибор, регулирующее устройство и др.

Расходомеры могут работать в комплекте со вторичными компенсационными приборами ВФ, электрогидравлическими регуляторами РЭГ и другими устройствами, построенными на ферродинамических датчиках. Прибор выполнен в брызгозащищенном корпусе, рассчитанном на настенный монтаж. Суммарная погрешность расходомера ДМКВ не превышает $\pm 4\%$ от верхнего предела измерений по перепаду давления.

Пределы измерения по перепаду давления от 0—5332 до 0—21 328 н/м^2 . Пределы ввода коррекции по абсолютному статическому давлению $(0 \div 65 \div 110) \cdot 10^4$ и $(70 \div 170) \cdot 10^4 \text{ н/м}^2$. Коррекция по температуре вводится в диапазоне $\pm 50^\circ \text{C}$ от расчетной, но в пределах рабочих температур для термометра сопротивления. Коррекция по влагосодержанию вводится в диапазоне 0—50 г/м^3 сухого газа.

Совокупные измерения находят широкое применение при анализе состава многокомпонентных смесей. Измеряя некоторые физические свойства смеси и решая систему линейных алгебраических уравнений, определяют концентрации компонентов [Куликовский, 1966; Попов, 1964].

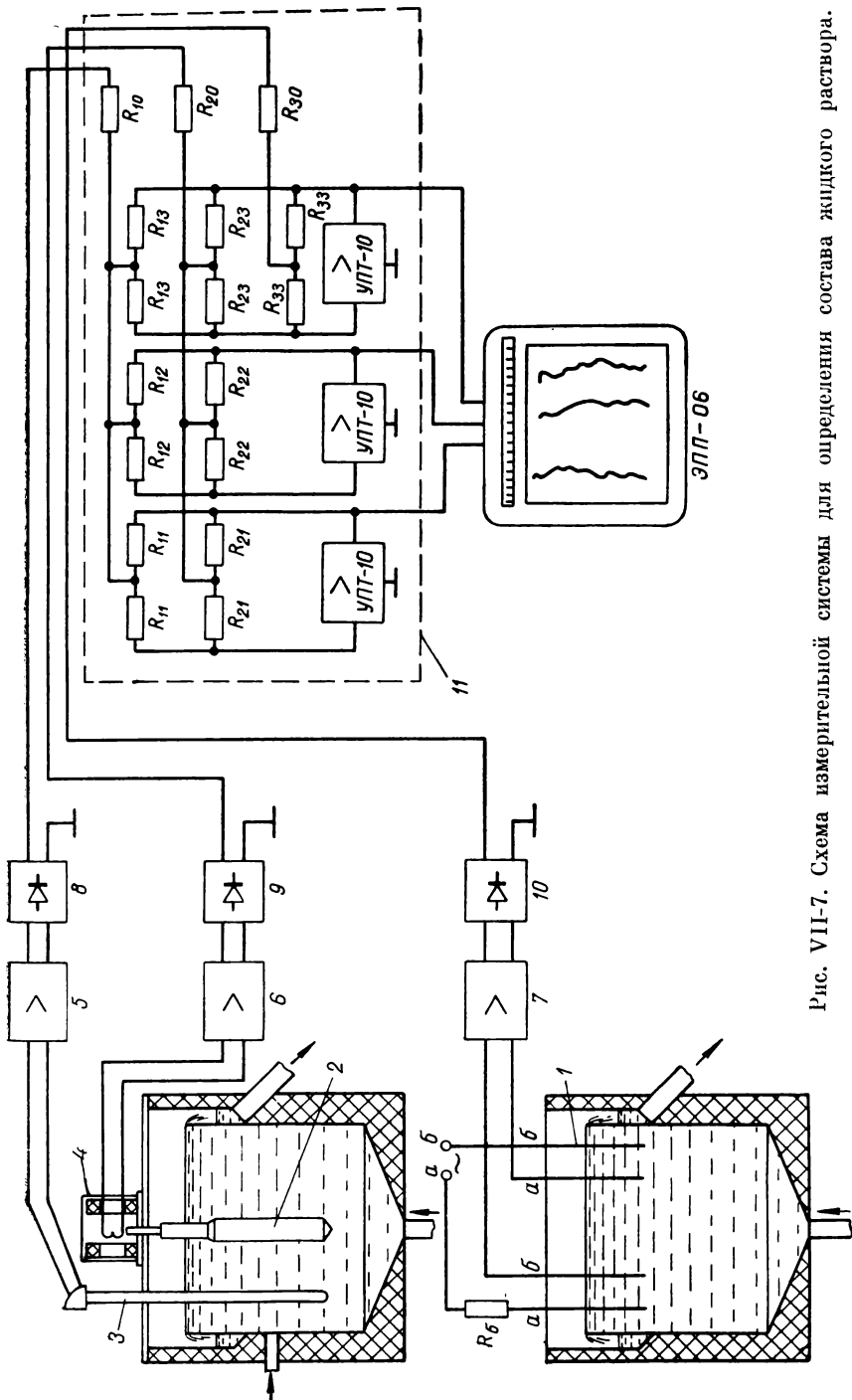


Рис. VII-7. Схема измерительной системы для определения состава жидкого раствора.

Рассмотрим измерительную систему (рис. VII-7) для непрерывного определения и регистрации значений концентраций двух компонентов X_1 и X_2 раствора, связанных уравнениями

$$\left. \begin{aligned} A_1 X_1 + A_2 X_2 + A_3 T &= U_q; \\ B_1 X_1 + B_2 X_2 + B_3 T &= U_\beta; \\ C_3 A &= U_T, \end{aligned} \right\} \quad (\text{VII-20})$$

где T — температура раствора; A_i , B_i , C_3 — постоянные коэффициенты; U_q , U_β и U_T — напряжение, пропорциональное соответственно плотности, электропроводности и температуре раствора.

Плотность раствора определяется с помощью поплавка 2, перемещение которого преобразуется трансформаторным преобразователем 4 в переменное напряжение, пропорциональное измеряемой плотности. Электропроводность раствора измеряется электролитическим четырехэлектродным датчиком 1 с токовыми a и потенциальными b электродами. Через токовые электроды пропускается переменный ток промышленной частоты. Емкостная составляющая проводимости учитывается при градуировке датчика через коэффициенты B . Температура раствора определяется термометром сопротивления 3.

Переменные напряжения, пропорциональные плотности, электропроводности и температуре раствора, поступают в усилители 5, 6, 7, детектируются в блоках 8, 9, 10 и подаются на вход квазианалогового устройства 11, в котором решается система уравнений (VII-20). Для автоматического уравнивания измерительных схем квазианалогового устройства применены типовые усилители постоянного тока УПТ-10.

§ VII-3. Системы централизованного контроля (СЦК)

Функции СЦК и их структура

СЦК, предназначенные для автоматического контроля состояния технологических процессов, машин, агрегатов, качества готовой продукции и т. д., выполняют автоматический сбор и преобразование технологической информации, сравнение текущих значений контролируемых параметров с заданными и сигнализацию их отклонений от заданных значений, цифровую регистрацию отклонившихся параметров, периодическую цифровую регистрацию контролируемых параметров, измерение и цифровую регистрацию результатов измерения по вызову оператора. В сложных и ответственных системах осуществляются функции самопроверки или самоконтроля правильности работы системы; математическая обработка результатов контроля; анализ причин, вызывавших отклонение от нормы;

аварийная защита и позиционное регулирование. Машины централизованного контроля, используемые в системах управления, должны выдавать сигналы в управляющую вычислительную машину или непосредственно в регулирующие или управляющие устройства.

Функции, связанные с непосредственной реализацией процесса контроля (сбор, преобразование технологической информации, сравнение текущих значений контролируемых параметров с заданными и сигнализация их отклонений) и выполняемые в любой системе автоматического контроля, относятся к основным. Все другие функции относятся к вспомогательным. В зависимости от функций, выполняемых СЦК, сложились и их типовые структуры.

На рис. VII-8, *a* показана многоточечная непрерывная СЦК с однократным использованием канала контроля. Параметры контролируемого объекта воспринимаются с помощью датчиков D_1, D_2, \dots, D_n , которые преобразуют их в электрические сигналы.

Выходные сигналы датчиков поступают на нормирующие преобразователи $НП_1, НП_2, \dots, НП_n$, в которых подвергаются функциональному преобразованию для превращения их в нормированные сигналы. Последние затем подаются на устройства сравнения $УС_1, УС_2, \dots, УС_n$, в которых нормированные сигналы датчиков, характеризующих текущие значения контролируемых параметров, сравниваются с заранее известными сигналами той же физической природы и той же формы представления. Известные сигналы, определяющие допустимые зоны изменения контролируемых параметров, формируются в специальных устройствах формирования уставок $УФУ_1, УФУ_2, \dots, УФУ_n$. В результате сравнения на выходе $УС$ выдаются сигналы, характеризующие положение контролируемых параметров по отношению к их уставкам. На основании этих сигналов в устройствах формирования $УФС_1, УФС_2, \dots, УФС_n$ формируется результат контроля, который выдается на сигнальные устройства $СУ_1, СУ_2, \dots, СУ_n$. Отклонения обычно указываются включением сигнальных ламп, располагающихся либо на световом табло, либо на мнемонической схеме процесса. Для привлечения внимания оператора при входе параметра в зону нежелательных значений предусматривается подача акустического сигнала. Для выборочных измерений обычно устанавливается прибор выборочного измерения $ПВИ$, подключаемый к измеряемому параметру с помощью переключателя $П$.

Практически непрерывные СЦК часто реализуются на базе автоматических сигнализирующих компенсаторов и мостов, которые были рассмотрены в гл. VI. Уровни сигнализации в этих приборах обычно задаются с помощью механических задатчиков, кодовых дисков, кодовых колец и т. д. Однако такие системы централизованного контроля оправдывают себя лишь при относительно небольшом количестве контролируемых параметров. С увеличением их числа возрастает количество приборов, что в свою очередь приводит к увеличению размеров щитов и к ухудшению условий наблюдения. В этом случае применяются либо непрерывные многоточечные СЦК

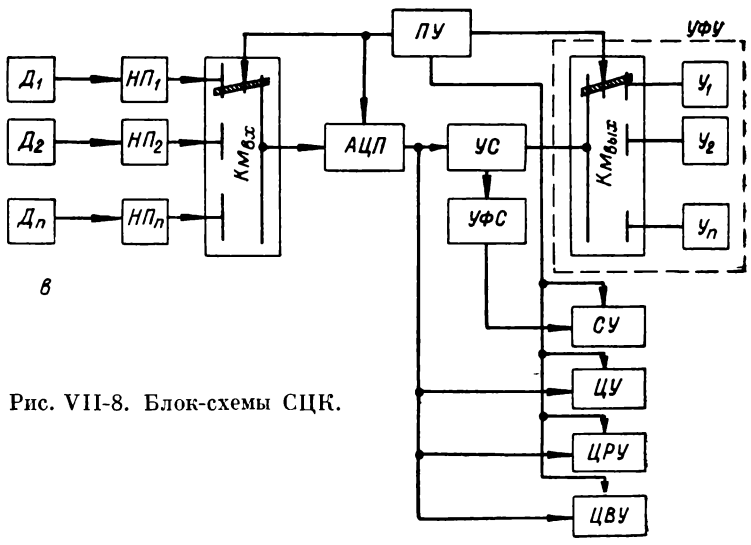
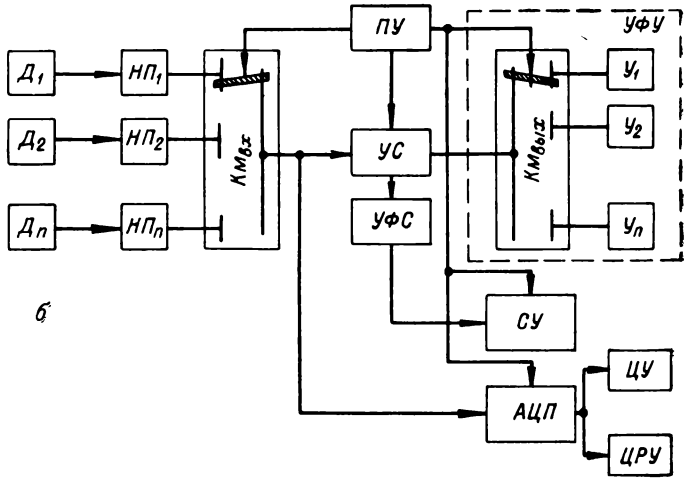
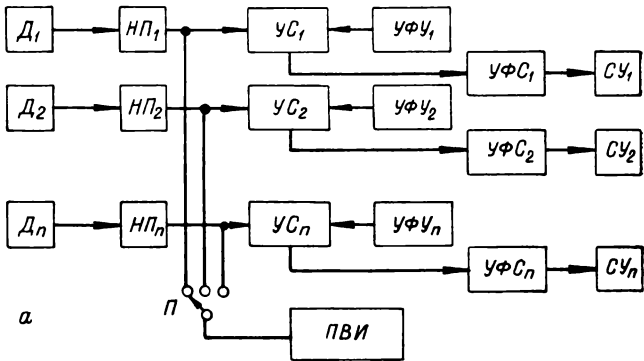


Рис. VII-8. Блок-схемы СИК.

специального конструктивного исполнения, либо многоточечные СЦК с многократным использованием канала контроля.

Структурная схема непрерывной СЦК с многократным использованием канала контроля показана на рис. VII-8, б. В этой системе сигналы датчиков D_1, D_2, \dots, D_n и уставок $У_1, У_2, \dots, У_n$ подключаются на некоторое время к общему устройству сравнения $УС$ через синхронно работающие входной и выходной коммутаторы $К_{мвх}$ и $К_{мвых}$. Выходные сигналы устройства сравнения формируются в $УФС$ и выдаются на устройство сигнализации. С выхода коммутатора $К_{мвх}$ сигналы могут параллельно $УС$ поступать на аналого-цифровой преобразователь $АЦП$ и далее на цифровые указатели $ЦУ$ и регистрирующее устройство $ЦРУ$.

Вместо n нормирующих преобразователей можно применить один (когда выходные сигналы всех датчиков однородны) или по одному на группу датчиков с однородными выходными сигналами. Нормирующие преобразователи в этом случае устанавливаются после коммутатора $К_{мвх}$.

Все устройства СЦК управляются с помощью программирующего устройства $ПУ$, которое обеспечивает определенную последовательность и частоту контроля параметров. Причем программа работы системы может быть задана заранее или может изменяться в зависимости от состояния объекта контроля.

Структурная схема СЦК дискретного типа с многократным использованием канала контроля показана на рис. VII-8, в. В отличие от предыдущей системы здесь унифицированные сигналы датчиков после коммутатора $К_{мвх}$ поступают на аналого-цифровой преобразователь $АЦП$, который преобразует непрерывные сигналы в цифровые. Далее эти сигналы поступают на устройство сравнения $УС$, цифровую индикацию $ЦУ$, цифровую регистрацию $ЦРУ$ и цифровое вычислительное устройство $ЦВУ$. Контролируемые и заданные сигналы сравниваются в цифровой форме.

В общем случае каждый из контролируемых параметров может иметь свое количество m уставок.

В системах с многократным использованием отдельных устройств к последним предъявляются повышенные требования в отношении надежности, так как отказ одного из таких узлов может привести к отказу работы всей системы. Поэтому для своевременного обнаружения отказа в таких системах предусматривается устройство самопроверки.

Непрерывные СЦК с однократным использованием канала контроля

На принципе непрерывного измерения выполнены СЦК типа «Сигнал», предназначенные для автоматического контроля давления, расхода и температуры на атомных электростанциях. В состав системы «Сигнал» входят установки «Сигнал-Д1», «Сигнал-Р1», разработанные под руководством автора, и «Сигнал-ТС» и «Сигнал-ТП-ТС».

Установки включают в себя следующие блоки:

	Д1	Р1	ТС1	ТП-ТС
Блоки автоматической сигнализации и измерения по вызову	2	23	2	6
Приборы выборочного измерения	—	8	2	4
Пульты управления	2	1	1	3
Переключающие устройства	—	1	1	1
Световые табло	1	1	1	1

Каждый блок сигнализации для установки Д1 состоит из 500 ячеек сигнализации, а для остальных установок — из 50.

Система позволяет осуществлять сигнализацию выхода параметров за установленные пределы, выборочное измерение контролируемых параметров и включение цепей аварийной защиты при достижении параметром аварийного уровня. Кроме того, в ней предусмотрено устройство контроля цепей сигнализации и заземления измерительных цепей. Система рассчитана на работу при окружающей температуре от 0 до +50° С и относительной влажности от 30 до 80%.

Уровни сигнализации могут задаваться индивидуально для каждой точки с помощью уставок, расположенных непосредственно на блоках, и одновременно всех точек с помощью группового датчика, расположенного на пульте управления. Установки «Сигнал-Д1» и «Сигнал-ТС» имеют по одному уровню сигнализации на каждый параметр с переходом этого уровня параметром снизу вверх.

В установке «Сигнал-Р1» на каждый параметр имеется по два уровня сигнализации, ограничивающие рабочую зону расхода сверху и снизу, а в установке «Сигнал-ТП-ТС» — два уровня, ограничивающие рабочую температуру сверху. Один уровень сигнализации предупредительный, а второй аварийный.

В случае превышения параметром предупредительного уровня на табло загорается ровным светом сигнальная лампа с цифрой, соответствующей номеру контролируемой точки, и одновременно включается общая для всех точек звуковая и световая сигнализация. Сигнал сохраняется и после того как контролируемый параметр вернется в зону нормальных значений. Он может быть погашен нажатием кнопки сброса сигнализации, расположенной на пульте управления или на передней панели каждого блока. При выходе параметра за пределы аварийного уровня сигнальная лампа загорается мигающим светом и включается цепь аварийной защиты. Аварийный сигнал выключается той же кнопкой сброса сигнализации, при этом если контролируемый параметр еще остается выше предупредительного уровня, то сигнальная лампа продолжает гореть, но ровным светом.

При выборочном измерении показывающий прибор подключается к датчику измеряемого параметра с помощью переключающего устройства.

В качестве датчиков контролируемых параметров служат: в установках Д1 — датчики давления СД-8Д с контактным выходом; в установках Р1 — ротаметрические датчики с выходом на дифференциально-трансформаторный преобразователь; в установках ТС — термометры сопротивления, включаемые в мостовые схемы с питанием переменным током, частотой 50 гц; в установках ТП-ТС — две встречно включенные термопары, одна из которых рабочая, а вторая компенсационная, и термометры сопротивления.

Для обнаружения отклонений каждая контролируемая точка имеет ячейку, представляющую собой усилитель с релейным выходом. На вход усилителя подается разностный сигнал после сравнения сигналов, соответствующих текущему значению контролируемого параметра и заданному уровню сигнализации.

В случае превышения контролируемым сигналом заданного уровня усилитель срабатывает и замыкает цепь сигнализации. В установке Р1, в которой сигнализируются верхний и нижний уровень, применены два одинаковых усилителя, на входы которых подаются разности контролируемого сигнала и сигнала соответствующих уставок. Усилители выполнены на электронных лампах типа «дробь». В установке типа Д1 сигнальные цепи замыкаются непосредственно выходными контактами самих датчиков.

Питается система от сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц и постоянного тока напряжением 48 в. Погрешность сигнализации составляет по расходу $\pm 2\%$, а по температуре $\pm 1\%$.

На непрерывном принципе контроля выполнены также автоматы для сортировки сопротивлений, слюдяных и бумажных конденсаторов и др. [Карандеев и др., 1965].

Непрерывные и прерывные СЦК с многократным использованием канала контроля

Одной из первых отечественных СЦК с многократным использованием канала контроля является машина МАРС-200Р, предназначенная для оперативного централизованного контроля и позиционного регулирования температуры однородных технологических установок, например в пресс-формах резиновых или пластических масс [Якобсон, Дмитриев, 1961].

Машина может выполнять обнаружение отклонений температуры за установленные пределы и блокировку процесса; световую и звуковую сигнализацию параметров, вышедших из области нормальных значений, и их цифровую регистрацию; выборочное измерение и непрерывную регистрацию контролируемых параметров с помощью автокомпенсатора, встроенного в машину; двухпозиционное регулирование. Кроме того, в машине предусмотрено устройство контроля исправности, проверяющее работу коммутаторов, точность устройства сравнения, точность и исправность цифровой регистрации, отсут-

Напряжения уставок формируются с помощью двух мостовых схем, одна из которых служит для компенсации температуры нерабочего спая термопары и задания десятков градусов номинального уровня, а вторая — для задания единиц градусов номинального уровня, а также верхнего и нижнего уровня относительно номинального. Мосты питаются напряжением, величина которого контролируется с помощью нормализующей схемы *НС* и аналого-цифрового преобразователя *АЦП*. При проверке *НС* и *АЦП* последовательно подсоединяются соответствующими реле к источникам питания мостов. Если при проверке напряжение питания мостов будет отличаться от э. д. с. нормального элемента, на нулевой орган *АЦП* поступит сигнал рассогласования, который вызовет смещение шкалы автокомпенсатора аналого-цифрового преобразователя относительно красной черты. С помощью переменных сопротивлений в цепи источников питания мостов оператор добивается совмещения шкалы с красной чертой, что соответствует напряжению питания моста, равному $1,018 \text{ в} \pm 1 \text{ мв}$.

В *УС* сигнал термопары сравнивается с тремя уровнями уставок, и их разности подаются на соответствующие входы трех фазочувствительных электронных усилителей с выходом на поляризованные электромагнитные реле. Сигналы с выхода устройства сравнения через выходной коммутатор $K_{\text{м.вых}}$, собранный на электромагнитных реле РКН, поступают на элементы памяти регулирования *ЭПр* и элементы сигнализации отклонений *ЭПс*. Те и другие представляют собой двухобмоточные электромагнитные реле. Первые срабатывают и встают на самоблокировку при превышении температуры номинального значения, а вторые — при выходе температуры из заданной зоны. Kontakтами замыкаются цепи сигнальных ламп *СЛ* регулирования и отклонения. На каждую точку предусмотрено по одной сигнальной лампе. Если температура контролируемой точки ниже номинального уровня, лампа горит ровным светом, при превышении его часто мигает и редко мигает при падении за нижний уровень.

При включении *ЭПр* разрываются цепи исполнительного реле, а при включении *ЭПс* замыкается соответствующая цепь реле блокировки и цепь общей сигнальной лампы и звуковой сигнализации. Время контроля одной точки не превышает $0,3 \text{ сек}$.

В устройстве сравнения на каждую контролируемую точку имеется тумблер. При помощи этих тумблеров можно выключить любую точку и реле памяти *ЭПр* и *ЭПс*, соответствующее этой точке.

Одновременно с включением реле *ЭПр* запускается *АЦП* с цифровым регистрирующим устройством *ЦРУ*. Сигнал термопары с помощью контактов реле $K_{\text{м.вх}}$ подается на вход нормирующей схемы *НС*, состоящей из двух мостов.

Суммарное напряжение мостов уравнивает э. д. с. контролируемой термопары. Уравнивание осуществляется с помощью автокомпенсатора с реохордом, включенным в цепь одного моста.

На выходе автокомпенсатора установлен *АЦП*, преобразующий угол поворота выходной оси двигателя автокомпенсатора в цифровой код, который через дешифратор поступает на электромагниты печатающей машинки *ЦРУ* типа «Рейнметалл» с электрифицированным приводом.

На бланке печатаются текущее время, номера контролируемых точек и значения параметров. Значения параметров, вышедших за установленные пределы, печатаются красным цветом. Время регистрации одной точки не превышает 5 сек. Текущее время задается с помощью счетчика времени *СВ*, состоящего из четырех шаговых искателей. Счетчик считает импульсы, поступающие на его вход от кулачкового микропереключателя, приводимого синхронным двигателем *СД-2*. С помощью тумблера оператор может вызвать на регистрацию любую из контролируемых точек или последовательно все точки.

Машина может также регистрировать нарушение технологического режима в 99 точках. Для запоминания сигнала о нарушении технологического режима до освобождения регистрирующего устройства предусмотрено запоминающее устройство *ЗУ*, выполненное на 99 реле.

Программирующее устройство *ПУ*, управляющее работой машины, включает в себя электромеханический кулачковый переключатель на 10 положений и релейный распределитель входного и выходного коммутаторов. Кулачковый переключатель, который приводится во вращение синхронным двигателем *СД-09*, управляет работой входного и выходного коммутаторов, цепью считывания результатов сравнения, регистрирующего устройства и сигнальных ламп.

В системе предусмотрено автономное регулирование объектов с помощью кулачкового коммутатора на случай выхода машины из строя.

Для выборочного измерения любой контролируемой точки и непрерывной регистрации контролируемой величины в машине предусмотрен регистрирующий прибор выборочного измерения *ПВИ* типа *ПС-1-02*, подключаемый к измеряемой точке с помощью переключателя *П*. Основная погрешность регулирования и регистрации составляет $\pm 1,5\%$.

Конструктивно машина выполнена в виде шкафа (рис. VII-10) высотой 2105, шириной 2260 и глубиной 750 мм и тумбы регистрирующего устройства. Она рассчитана на работу при окружающей температуре от 10 до 40° С и относительной влажности от 30 до 80%. Питается машина от сети переменного тока напряжением 220 в $\pm 10\%$ и частотой 50 гц $\pm 5\%$. Потребляемая мощность не более 1 квт.

Для автоматического контроля и регулирования температуры, расхода, уровня и концентрации растворов служит машина *МАРС-100* [Шенброт, 1966]. Машина может выполнять контроль до 100 точек (время контроля одной точки 0,2 сек), цифровую регистрацию откло-

нений и периодическую регистрацию параметров (время рег одной точки 3 сек), двухпозиционное регулирование темпе пропорциональное регулирование расхода, автоматическую оборудования.

В качестве датчиков применяются: для температуры — метры сопротивления; для расхода — ротаметры типа РЭ уровня — дифференциальные манометры ДМ-6; для концентреостатные датчики концентратомеров и другие подобные иники сигналов.

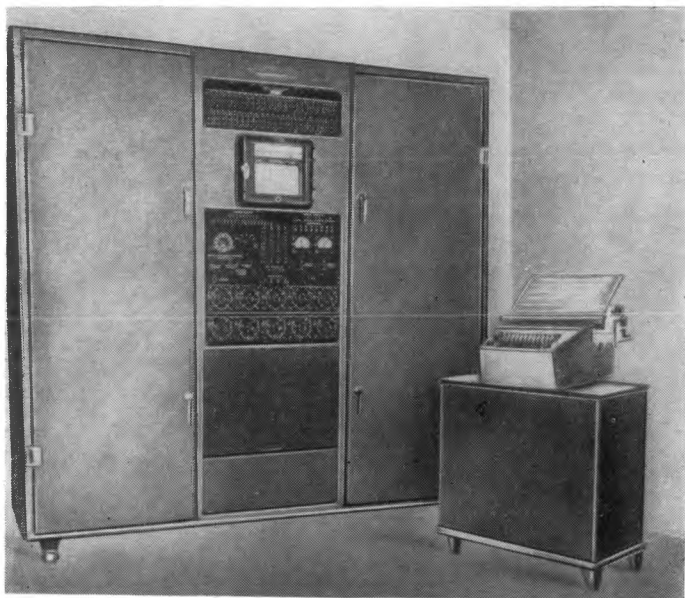


Рис. VII-10. Внешний вид машины МАРС-200Р.

Блок-схема машины МАРС-100 показана на рис. VII-11. к измерительным цепям машины подключаются последо с помощью релейного коммутатора $K_{м.вх}$. В режиме контрол ратур сигналы датчиков сравниваются с помощью полупро вого фазочувствительного усилителя $УФР$ с релейным и

В случае обнаружения отклонений датчик переключе цифровое преобразование и регистрацию. Аналого-цифрово образователь $АЦП$ выполнен на принципе преобразовани угла поворота выходной оси двигателя $РД$ автокомпенсатор; проводниковым усилителем $УФП$. Цифровой код с $АЦП$ чере ратор $Дш$ подается на печатающую машинку $ЦРУ$ и компара где он сравнивается с сигналом цифровой уставки $ЦУС$. Есл нение от нормы подтверждается, то включается соответс

запоминающее устройство ЗУ светового сигнала на мнемосхеме и на бланке производится регистрация отклонений с указанием времени, номера датчика и значения контролируемого параметра. Затем автоматически включается значение повышенного предела цифровой уставки с цифровым заданием сигнала сравнения ЦУС.

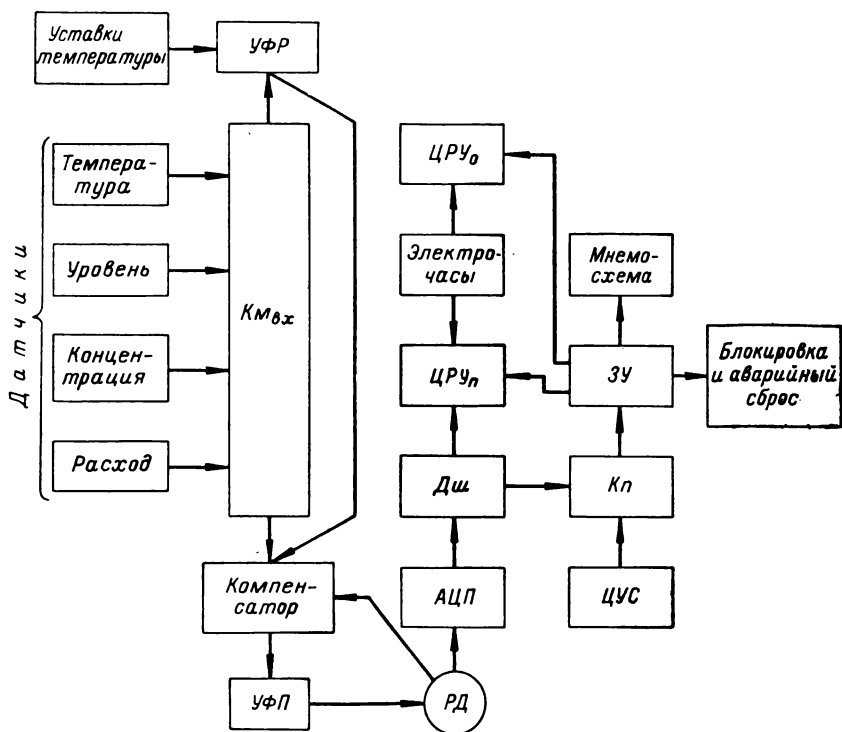


Рис. VII-11. Блок-схема машины MARC-100.

В случае превышения уставки включается блокировка и сигнализация и производится новая запись на бланке отклонений.

В машине предусмотрено два регистрирующих устройства: одно для последовательной регистрации контролируемых параметров ЦРУ_п, а другое для регистрации отклонений ЦРУ_о.

В режиме периодической регистрации сигналы от датчиков подаются сразу на цепь цифрового преобразователя и регистрации. Погрешность измерения и регистрации температуры составляет $\pm 2^\circ \text{C}$, расхода $\pm 1\%$, концентрации $\pm 0,05\%$. Периодичность контроля температуры 1 мин, периодичность регистрации 20 мин.

Перед началом периодической регистрации и контрольного обхода производится автоматическая проверка исправности основных узлов машины. При обнаружении неисправности того или иного блока машина автоматически подключает исправный блок взамен неисправного и продолжает нормально работать. Питается машина от сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц. Потребляемая мощность не превышает 500 вт.

Для оперативного централизованного контроля преимущественно в химической промышленности была разработана машина типа МАР-1 [Сыпчук, 1962]. Она предназначена для последовательного контроля, измерения, сигнализации отклонений значения за допустимые пределы, периодической регистрации, регистрации отклонений и регистрации по вызову контролируемых величин. К ней может подключаться до 240 контролируемых точек, из которых 200 могут регистрироваться. Скорость последовательного обзора составляет 5 контролируемых точек в секунду.

Отклонение величин за допустимые пределы указывается световой и звуковой сигнализацией. Кроме того, значения отклонившихся величин регистрируются на специальном бланке красным цветом, а при возвращении их в норму — черным. Регистрация производится в виде трехзначных десятичных чисел со скоростью 300 знаков в минуту. Все величины в режиме периодической регистрации могут регистрироваться через установленные интервалы времени 5, 10, 15, 20, 30 или 60 мин.

Машина работает в комплекте с датчиками, имеющими на выходе сигнал в виде напряжения постоянного тока 0—10 в. При этом входное сопротивление машины составляет около 200 ком. Погрешность цифрового преобразования не превышает $\pm 0,2\%$.

Машина МАР-1, блок-схема которой показана на рис. VII-12, выполнена на электронных лампах и состоит из следующих блоков и узлов: электромеханических коммутаторов $K_{мвх}$, $K_{мвых}$, аналого-цифрового преобразователя АЦП, двоично-десятичного счетчика $C_{ч1}$, магнитного барабана МБ, устройства сравнения УС, сигнального устройства СУ, выходного счетчика $C_{ч2}$, контрольного регистра КР, дешифратора Ди, цифрового регистрирующего устройства ЦРУ, клавишного устройства КУ и программного устройства ПУ.

Контролируемые величины при помощи электромеханического коммутатора последовательно подключаются ко входу аналого-цифрового преобразователя. В машине применен коммутатор ламельного типа со щетками. Контакты его помещены в масло, которое предохраняет их от действия внешней среды и преждевременного износа.

АЦП с промежуточным преобразованием напряжения во временной интервал, принцип действия которого описан в гл. III, преобразует входное напряжение в пропорциональное число импульсов. Эти импульсы подсчитываются двоично-десятичным счетчиком. Значения контролируемых величин, записанные в счетчике, поступают на магнитный барабан в виде двоично-десятичного кода.

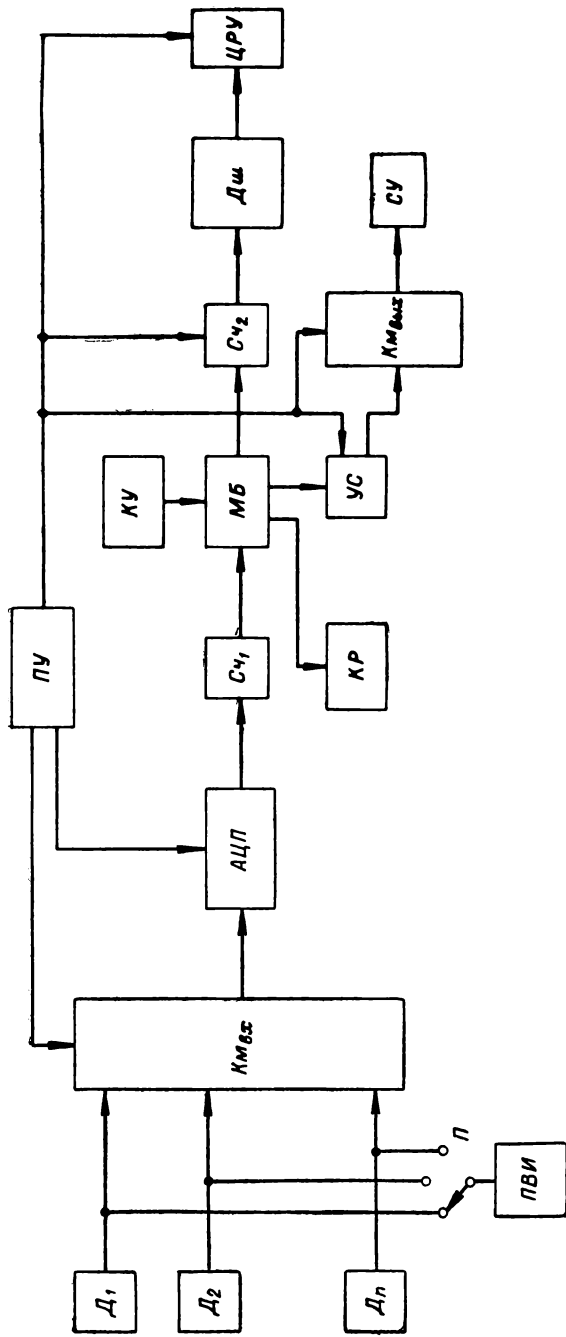


Рис. VII-12. Блок-схема машины MAR-1.

На магнитном барабане, выполняющем роль оперативного запоминающего устройства, записываются контролируемые величины в последовательности, определяемой порядковыми номерами ламелей входного коммутатора. Для записи трехразрядного числа используются три дорожки магнитного барабана. Одновременно на барабане записываются верхние и нижние значения контролируемых величин, которые задаются с помощью клавишного устройства. Для записи этих величин используется шесть дорожек магнитного барабана: три — для записи пределов «больше» и три — для группы пределов «меньше». Кроме того, используется еще одна дорожка барабана для записи признаков, фиксирующих отклонение контролируемой величины за установленные пределы и его возвращение в заданные пределы.

С магнитного барабана значения контролируемых величин и их пределы поочередно подаются в сравнивающее устройство. Контролируемые величины с их пределами сравниваются параллельно и поразрядно, начиная со старшего разряда. Если контролируемая величина вышла за установленные пределы, то сравнивающее устройство выдает сигналы в сигнальное и цифропечатающее устройства. Под воздействием этих сигналов на панели сигнализации загорается соответствующая лампочка и одновременно включается звуковая сигнализация. Кроме того, с магнитного барабана сигналы подаются на выходной счетчик, а с него на релейный дешифратор. Последний преобразует двоично-десятичный код в десятичный и подает его на электромагниты цифропечатающей машинки (электрифицированная пишущая машинка «Рейнметалл» с электромагнитным приводом).

Для регистрации контролируемых величин используется специальная карта, которая разбита на 4 зоны. В первых трех зонах регистрируются значения всех величин по заданной программе или по вызову оператора с указанием текущего времени, а в четвертой — время, номер контролируемой точки и значение величины в момент выхода ее за установленные пределы и в момент возвращения в норму. Кроме того, в этой же зоне регистрируются по вызову оператора значения всех величин, вышедших за допустимые пределы.

В машине предусмотрена система контроля, обеспечивающая автоматическую проверку работы машины и в случае ее неисправности — выдачу соответствующей сигнализации. Автоматический контроль, при котором проверяется работа всей машины, осуществляется непрерывно во всех режимах ее работы. Неисправность блоков и устройств машины сигнализируется включением соответствующих лампочек и звукового сигнала на панели управления.

Для наблюдения за изменением контролируемой величины в машине имеется самопишущий прибор *ПВИ*, подключаемый оператором к любой контролируемой точке. Питается машина от сети трехфазного тока напряжением 220 в. Потребляемая мощность составляет 3,5 квт.

Для централизованного контроля небольшого количества контролируемых точек сравнительно медленно протекающих непрерывных процессов была разработана более простая и компактная машина типа ЭЛРУ-2. Она может выполнять контроль до 56 параметров, опросную цифровую регистрацию, позиционное регулирование, выборочное измерение и непрерывную регистрацию измеряемых величин.

Сигналы от датчиков D_1, D_2, \dots, D_n (рис. VII-13) поступают на нормализующие схемы $НС$, выполненные в виде мостов трех типов: для датчиков постоянного напряжения или э. д. с.; для термометров сопротивления с питанием моста напряжением постоянного тока; для дифференциально-трансформаторных, индукционных и ферродинамических датчиков. Выходные сигналы с мостов с помощью вращающегося контактного коммутатора $К_{мвх}$ на 12 полей подключаются последовательно к автокомпенсатору $АК$. Два поля коммутатора используются для подключения источников питания к мостам термопар, три других подсоединяют к мосту узлы автокомпенсатора (входной усилитель и реохорд обратной связи); три используются для подключения шунтирующих сопротивлений к реохорду обратной связи для линеаризации зависимости его сопротивления от контролируемой величины. После компенсации контролируемой величины реохорд отключается от входного моста и шунтирующих сопротивлений, к нему подключается источник постоянного тока напряжением 1,5 в. На выходе усилителя автокомпенсатора, выполняющего роль устройства сравнения, включено поляризованное реле. На вход усилителя подается разность напряжений реохорда и устройства формирования сигналов сравнения $УФСУ$ верхнего и нижнего уровней.

Для задания уровней уставок используются реохорды с питанием от того же источника, который используется для питания реохорда автокомпенсации.

Сигналы сравнения подключаются на вход усилителей через контакты $К_{мвх}$. Если величина контролируемого параметра вышла за установленные пределы, то срабатывает поляризованное реле, которое через промежуточное реле поджигает тиратрон типа МТХ-90 элемента памяти $ЭПс$, сигнализирующий об отклонениях. На каждую точку имеется два тиратрона. Анодное питание на тиратроны подается через контакты выходного коммутатора $К_{мвых}$, связанного с входным общим электроприводом.

Тиратрон продолжает гореть до тех пор, пока параметр не войдет в норму. Тогда поляризованное реле гасит его путем замыкания через промежуточное реле на $РС$ -цепочку. Вместе с зажиганием тиратрона включается звонок, который выключается оператором с помощью тумблера.

Одновременно с подачей сигнализации через контакты $К_{мвых}$ включаются реле $ЭПр$ блока позиционного регулирования $БР$, которые поставляются вместе с машиной по особому заказу.

В комплект устройств позиционного регулирования входят также блоки двухпозиционного БИР-2 или трехпозиционного регулирования

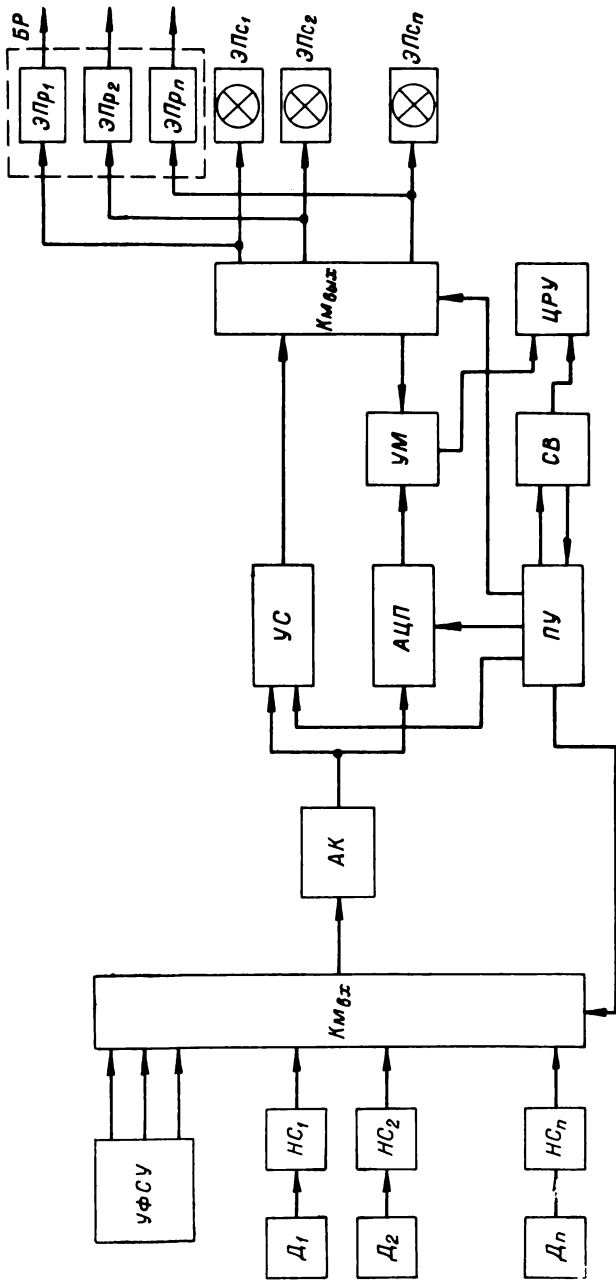


Рис. VII-13. Блок-схема машины ЭЛРУ-2.

БИР-3. Период повторения циклов обегания может быть установлен 5, 10, 60 или 120 мин.

Для цифровой регистрации в машине имеется аналого-цифровой преобразователь АЦП, работающий на принципе преобразования угла поворота выходной оси автокомпенсатора в код, который через устройство масштабирования УМ поступает на соленоиды пишущей машинки цифрового регистрирующего устройства ЦРУ.

Машина может регистрировать 52 точки в виде трехзначных десятичных чисел. В начале строки печатается время, а затем значения контролируемых параметров. Циклы регистрации могут устанавливаться с интервалом 5, 10, 30, 60 или 120 мин.

Машина управляется с помощью программного устройства ПУ, на которое поступают сигналы времени от счетчика времени СВ. Основой программирующего устройства является вращающийся коммутатор, механически связанный с $K_{м.вх}$ и делающий один оборот за время опроса одной контролируемой точки. Для выборочного измерения и непрерывной регистрации (до 6 точек) служит автокомпенсатор АК.

Конструктивно машина выполнена в виде блока размером $1388 \times 750 \times 650$ мм. Питается от сети переменного тока напряжением 220 в, частотой 50 гц. Потребляемая мощность не превышает 500 вт. Скорость обегания составляет 4,5 сек на точку, а время цикла регистрации 4 мин. Погрешность сравнения не превышает $\pm 1\%$.

К более поздним разработкам относятся машины централизованного контроля типа «Зенит-1» на 40 точек и «Зенит-2» на 80 точек [Гильман, Чугунов, 1963]. Они выполнены в основном на тиратронах с холодным катодом, имеющих большой срок службы и малое потребление энергии.

Машины могут выполнять последовательный контроль с выдачей световой и звуковой сигнализации при выходе контролируемых величин за условленные пределы; измерение и регистрацию отклонившихся точек красным цветом с регистрацией времени выхода контролируемой величины за установленные пределы; периодическую регистрацию контролируемых величин либо по заранее заданной временной программе, либо по вызову оператора; выборочное измерение; позиционное регулирование. Кроме того, при каждом цикле контроля и регистрации автоматически проверяется исправность каналов сигнализации, измерения и регулирования. В случае неисправности каналов сигнализации и регулирования срабатывает звуковая и световая сигнализация, а при проверке канала измерения и регистрации печатается знак исправности в соответствующей колонке бланка.

Время обегания и регистрации всех точек в машине «Зенит-1» соответственно равно 4 сек и 2,7 мин, а в машине «Зенит-2» соответственно 6 сек и 3,7 мин.

Контролируемые величины регистрируются на специальном бланке шириной 470 мм. Для каждой точки отведен свой столбик, над которым заранее пишется вид величины, время ее измерения

и единица измерения. Значения величин печатаются тремя или четырьмя десятичными знаками.

Период последовательной регистрации может быть задан 10, 20, 30 и 60 мин, а период регистрации отклонений — 10, 20 и 30 мин.

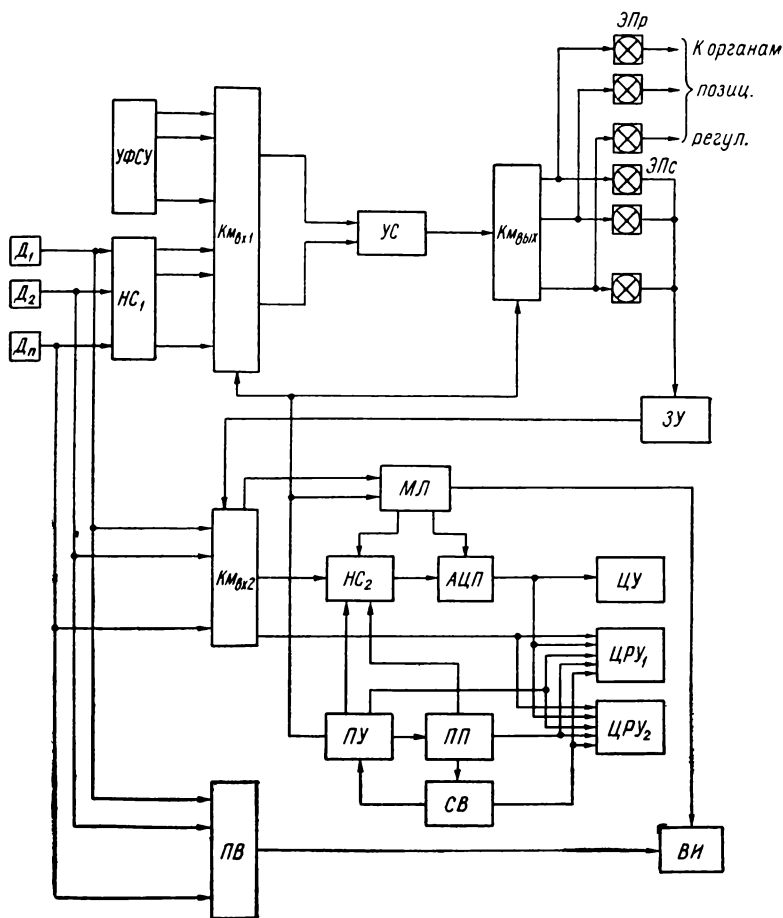


Рис. VII-14. Блок-схема машины «Зенит-2».

Основная погрешность сигнализации измерения составляет $\pm 0,5\%$ от верхнего предела.

Блок-схема машины «Зенит-2» показана на рис. VII-14. Структура машины выполнена так, что процесс обнаружения и сигнализации происходит независимо от измерения и регистрации. Датчики $Д_1, Д_2, \dots, Д_n$ подключаются через соединительные ящики с нормализующими схемами $НС_1$.

В качестве датчиков могут быть использованы термопары и термометры сопротивления стандартных градуировок с питанием постоянным током или другие типы датчиков, выходные сигналы которых могут быть преобразованы в напряжения постоянного тока в пределах 0—50 мВ и более.

Нормализующие схемы служат для компенсации температуры нерабочих спаев термопар, цепей питания термометров сопротивления и реостатных преобразователей. Сигналы с выхода $НС_1$ поступают на устройство сравнения $УС$ канала сигнализации и параллельно на нормализующую схему $НС_2$ канала измерения и регистрации. На $УС$ сигналы подаются периодически через входной электромеханический коммутатор $К_{м_{вх1}}$, работающий циклически со скоростью обегания 14 точек в секунду, а на $НС_2$ — через входной коммутатор релейного типа $К_{м_{вх2}}$ лишь при поступлении заказа на регистрацию или измерение и только в промежутках времени между двумя подключениями $УС$ к данной контролируемой точке.

Одновременно с подключением датчика к $УС$ на него подаются через $К_{м_{вх1}}$ напряжения номинального, нижнего и верхнего уровня сравнения, снимаемые с устройства формирования сигнала уставок $УФСУ$, представляющего собой поле со штепсельным набором. Напряжения, соответствующие номинальным уровням сравнения и служащие уставками двухпозиционного регулирования, могут задаваться по всей шкале через единицу контролируемой величины.

Нижний и верхний уровни сравнения задаются ступенями по 2 единицы контролируемой величины в диапазоне 0—48 единиц от номинального уровня.

$УС$, сравнивающее сигналы датчиков с уставками, состоит из предварительного электронного усилителя с коэффициентом усиления равным 500, трех усилителей и трех триггеров. Каждый триггер опрокидывается выходным напряжением одного из усилителей. Выходные сигналы с триггеров через коммутатор $К_{м_{вых}}$ поступают на элементы памяти регулирования $ЭПр$ и сигнализации $ЭПс$.

В качестве $ЭПр$ используются электромагнитные реле типа РМУГ с самоблокировкой, а в качестве $ЭПс$ — тиратроны с холодным катодом, служащие одновременно и для сигнализации отклонений. Вместе с зажиганием тиратрона, сигнализирующего о выходе контролируемой величины за установленные пределы, включается общая звуковая сигнализация, которая может быть выключена оператором.

Сигнал о выходе параметров за установленные пределы подается на запоминающее устройство $ЗУ$, состоящее из триггерных ячеек на тиратронах с холодным катодом. С поступлением заказа на цифровую регистрацию или цифровое измерение сигнал с $НС_1$ через $К_{м_{вх2}}$ подается на схему $НС_2$, состоящую из электронного усилителя с переключаемой нелинейной обратной связью, с помощью которой осуществляется масштабирование и линеаризация сигнала. Сопро-

тивления и диоды цепи обратной связи переключаются контактами четырех реле, управляемых коммутатором $K_{м_{вх2}}$ через панель задания масштаба и закона линеаризации $MЛ$.

Выходной сигнал с $НС_2$, изменяющийся в диапазоне 0—25 в, подается на аналого-цифровой преобразователь $АЦП$ с поразрядным уравниванием. Погрешность цифрового преобразования не превышает $\pm 0,5\%$ от верхнего предела шкалы. Выходной код $АЦП$ поступает на цифровой указатель $ЦУ$ и электрифицированные печатающие машинки типа «Рейнметалл» цифровых регистрирующих устройств $ЦРУ_1$ и $ЦРУ_2$.

Цикл цифровой регистрации выполняется за один цикл работы распределителя, входящего в программное устройство $ПУ$. Распределитель построен на тиратронах с холодным катодом. На каждой машинке $ЦРУ$ печатается по 40 контролируемых точек, причем в процессе цикла регистрации машинки работают поочередно. Работой машины управляет программное устройство, на которое поступают импульсы от счетчика времени $СВ$. Печать управляется непосредственно от узла программного управления печатью $ПП$. Регистрация всех или только отклонившихся величин вызывается нажатием на панели одной из двух кнопок.

В машине предусмотрен автокомпенсатор для выборочного измерения $ВИ$ с четырьмя шкалами, нанесенными по образующей цилиндрического барабана.

Контролируемая величина на измерение вызывается нажатием на панели вызова измерений $ПВ$ номерной клавиши, соответствующей данной точке. При нажатии клавиши шкальный барабан поворачивается автоматически, выбирая шкалу, соответствующую измеряемой точке. Время измерения составляет 8 сек.

Машина рассчитана на работу при окружающей температуре от 15 до 45° С и относительной влажности от 30 до 80%. Питается она от сети переменного тока напряжением 220 в, 50 гц и потребляет мощность 650 вт. Конструктивно машина выполнена в виде шкафа размером 1650 × 1650 × 650 мм и двух столов регистрирующих устройств размером 1200 × 720 × 750 мм.

Недостатком рассмотренных МЦК является наличие в них большого количества контактов и электронных ламп, снижающих их надежность, срок службы и быстродействие. Эти недостатки частично устранены в машине «Цикл-2», основные элементы которой выполнены на полупроводниковых и ферромагнитных элементах [Байков, 1964]. Машина, предназначенная в основном для оперативного контроля технологических процессов теплоэнергетических объектов, может выполнять обнаружение и сигнализацию отклонений контролируемых параметров за установленные пределы, цифровую регистрацию переходов через уровни сравнения, опросную регистрацию контролируемых параметров и уровней сравнения и цифровое измерение по вызову оператора. Машина рассчитана на подключение до 200 датчиков, имеющих на выходе сигнал постоянного тока 0—5 или 0,5—5 ма. Все контролируемые точки разбиты на группы по 10 точек.

Сигналы датчиков D_1, D_2, \dots, D_n (рис. VII-15) поступают на нормализующие схемы $НС$, установленные на входе машины. Выходной ток датчика, протекая по регулируемому сопротивлению $НС$,

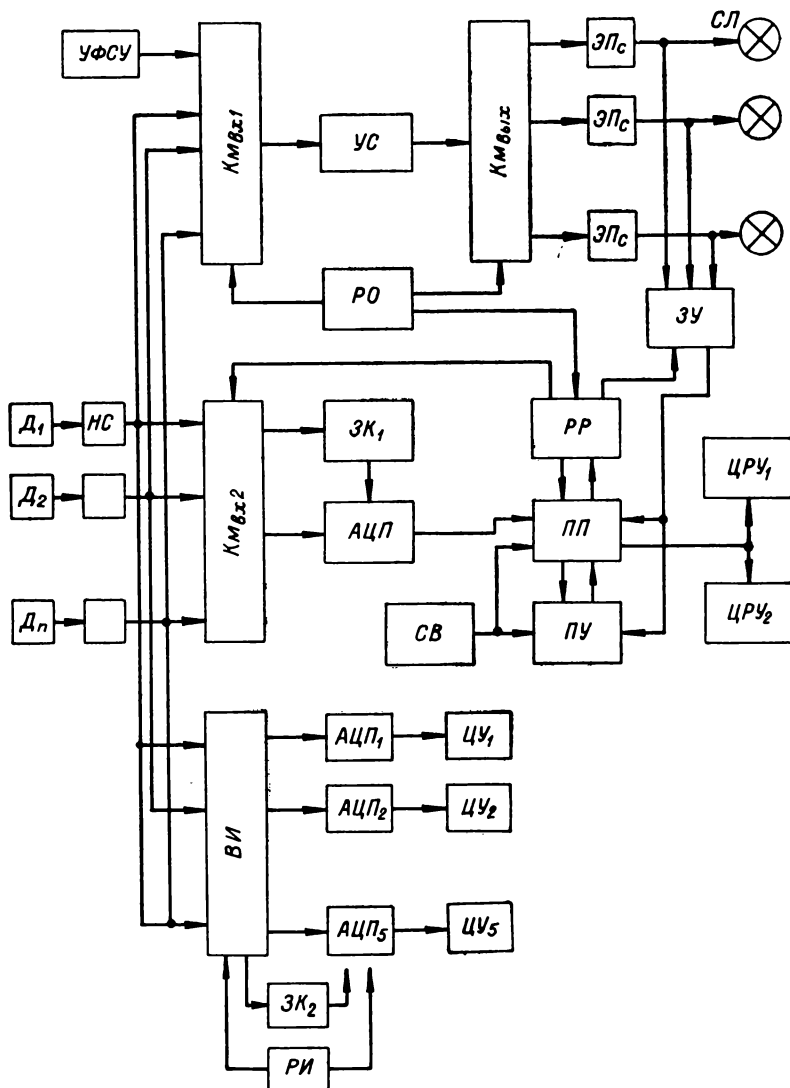


Рис. VII-15. Блок-схема машины «Цикл-2».

создает на нем падение напряжения, которое через входные коммутаторы $Км_{вх1}$, $Км_{вх2}$ и панель вызова измерений $ВИ$ может независимо поступать соответственно для обнаружения и сигнализации отклонений, цифровой регистрации и измерения по вызову.

Устройство обнаружения отклонений и сигнализации состоит из устройства формирования сигналов уставок $УФСУ$; входного $К_{м_{вх1}}$ и выходного $К_{м_{вых}}$ коммутаторов, работающих синхронно от распределителя $РО$; устройства сравнения $УС$ и элементов памяти $ЭПс$ с сигнальными лампами $СЛ$ по две штуки на каждую контролируемую точку.

Коммутаторы, выполненные на полупроводниковых элементах, работают со скоростью 500 переключений в секунду. Входной коммутатор имеет по два ключа на каждую точку, выполненные на транзисторах П13. Один ключ подсоединяет к устройству сравнения разность сигналов контролируемой точки и верхнего уровня уставки, а другой — разность между нижним уровнем уставки и сигналом контролируемой точки.

$УФСУ$, представляющее собой штепсельный прецизионный делитель напряжения, позволяет задавать уровни сравнения ступенями по 2% от размаха шкалы начиная с 30% и выше.

Устройство сравнения состоит из групповых усилителей по 20 штук на каждый канал; общих усилителей по одному на группу и схем формирования импульсов. Последние служат для фиксации зоны, в которой находится контролируемая величина.

Групповые усилители служат для усиления разности сигналов между текущим значением контролируемой величины и уровнями уставок. Выходы усилителей каждой группы объединены между собой через диоды.

Усиленный разностный сигнал с выхода общего усилителя поступает на схему формирования импульсов зоны, состоящую из четырех триггеров Шмитта, схемы запрета и трех мощных феррит-транзисторных ячеек. Два триггера служат для возбуждения двух феррит-транзисторных ячеек при выходе сигнала за верхний или нижний уровень уставки, а два других возбуждают третью феррит-транзисторную ячейку, соответствующую зоне нормальных значений. Сигналы с возбужденных феррит-транзисторных ячеек через $К_{м_{вых}}$ поступают на элементы памяти сигнализации $ЭПс$, представляющие собой по два транзисторных триггера на точку с выходом на сигнальные лампы $СЛ$.

Выходной переключатель, выполненный на полупроводниковых диодах, распределяет сигналы по индивидуальным элементам сигнализации. С возбуждением триггера сигнальная лампа на его выходе загорается мигающим светом. С помощью кнопки на пульте оператора лампу можно переключить на горение ровным светом. Лампа продолжает гореть до тех пор, пока контролируемый параметр не войдет в зону нормальных значений. Одновременно с зажиганием сигнальной лампы записывается единица в запоминающее устройство переходов $ЗУ$ и включается общая звуковая сигнализация, которая может быть выключена кнопкой на пульте оператора.

В машине предусмотрен автоматический и полуавтоматический контроль исправности устройств сигнализации. Автоматический

выполняется за каждый цикл обегания, а полуавтоматический включается оператором по мере необходимости.

При автоматическом контроле за каждый 11-й шаг обегания в групповые усилители верхнего и нижнего уровней подаются импульсы, от которых срабатывают триггеры Шмитта верхнего и нижнего уровней. Одновременно с этим поступают импульсы на запрещенный вход схемы запрета узла контроля; в противном случае схема запрета выдает импульс на зажигание сигнальной лампы неисправности.

Неисправный канал из 20 групп обнаруживается с помощью 21 позиционного переключателя.

Устройство цифровой регистрации состоит из входного коммутатора $K_{мвх2}$ на электромагнитных реле типа РМУГ; аналого-цифрового полупроводникового преобразователя АЦП, работающего на принципе развешивающего уравнивания; штепсельной панели задания шкальных коэффициентов $ЗК_1$; распределителя РР; двух цифровых регистрирующих устройств $ЦРУ_1$ и $ЦРУ_2$ с программными устройствами управления печатью ПП, запоминающего устройства переходов ЗУ и программного устройства ПУ со счетчиком времени СВ. Регистрирующие устройства выполнены на базе электрифицированных пишущих машинок «Рейнметалл», $ЦРУ_1$ регистрирует величины и уровни сравнения в 160 точках на специальном бланке. За каждый цикл регистрации печатаются строка, содержащая цифры времени регистрации, и четыре строки со значениями контролируемых величин или восемь строк со значениями уровня сравнения в контролируемых точках. Каждое значение величины или уровня сравнения печатается в отведенном для данной точки столбце. Сверху каждого столбца на бланке заранее указывается вид величины, место ее измерения и единицы измерения. На бланке размещается 40 таких столбцов.

Переходы регистрируются на устройстве $ЦРУ_2$. На бланке печатается время в часах и минутах, номер контролируемой точки и знак, указывающий уровень сравнения и направление перехода величины. Если величина перешла верхний уровень уставки, печатается знак «+», при переходе нижнего уровня — знак «-», а при возвращении к нормальному значению — знак «=». Один переход регистрируется за 13 ударов машинки. Циклы регистрации переходов записываются на бланке в виде строк. Периодичность регистрации может быть установлена оператором при помощи переключателя через 30 мин, 1 и 2 ч.

Запоминающее устройство ЗУ, в котором хранятся запросы на регистрацию переходов, выполнено на ферритовых кольцах. На каждую точку отводится свое кольцо. Информация с ячеек запоминающего устройства считывается с помощью импульсов от распределителя РР, собранного на транзисторных триггерах.

Распределитель, работающий со скоростью 500 переключений в секунду, последовательно принимает состояния, соответствующие

всем 160 регистрируемым точкам, и одновременно опрашивает ячейки *ЗУ* переходов. В момент считывания единицы из какой-либо ячейки *ЗУ* распределитель останавливается в этой точке, после чего регистрируется переход.

Реле коммутатора $K_{м_{вх2}}$ включаются только при опросной цифровой регистрации величин или уровней сравнения. Заказ на периодическую регистрацию выдается со счетчика импульсов времени *СВ* через программное устройство регистрации *ПП*. Опрос точек разделен на циклы по 10 точек. В пределах цикла распределитель останавливается на каждом шаге для регистрации значений величины в этих точках, а в интервалах между циклами опрашивает ячейки *ЗУ*. При остановке распределителя срабатывает соответствующее реле коммутатора, которое своими контактами подключает контролируемый сигнал или уровень перехода ко входу *АЦП*. Последний преобразует входной сигнал в цифровой код, который через *ПП* подается на *ЦРУ*₁.

Для цифрового измерения по вызову в машине имеется панель вызова измерений *ВИ*; пять аналого-цифровых преобразователей *АЦП*, аналогичных преобразователю регистрирующего устройства; пять цифровых указателей *ЦУ*, штепсельная панель задания шкальных коэффициентов *ЗК*₂ и распределитель измерения *РИ*.

При выборочном измерении цифровой прибор с трехштырьковым штепселем подключается к гнезду панели *ВИ*, соответствующему измеряемой точке. После этого запускается соответствующий *АЦП*. Преобразователь запускается последовательно по программе, задаваемой распределителем *РИ*, выполненным на транзисторных триггерах.

Цифровые указатели собраны на цифровых газоразрядных лампах типа ИН-1. Время одного измерения 5 сек. Погрешность измерения не превышает $\pm 1\%$. Конструктивно машина выполнена в виде шкафа с основной аппаратурой, пульта оператора и двух регистрирующих устройств. Мнемосхема размещается вместе со вспомогательными блоками сигнализации и защиты на общем контрольном щите технологического объекта.

Машина рассчитана на работу при окружающей температуре от 10 до 35° С и питается от сети переменного тока 220 в, 50 гц. Потребляемая мощность около 500 вт.

С использованием полупроводниковых элементов выполнена МЦК типа МАРС-УБ [Бутусов, 1966б; Якобсон, Дмитриев, 1961]. Агрегатно-блочный принцип конструкции позволяет увеличивать количество контролируемых точек от 100 до 500 группами по 100. Машина может производить обнаружение и сигнализацию отклонений контролируемых величин за установленные пределы, цифровую регистрацию всех заранее избранных величин или по вызову оператора, цифровую регистрацию переходов через уровни сравнения, цифровую регистрацию отклонившихся величин по вызову оператора, цифровое измерение контролируемых величин и уровней сравнения по вызову оператора, позиционное регулирование.

с $НС_1$ через входной релейный коммутатор $К_{м_{вх1}}$ поступают на нормализующие схемы $НС_2$, выполняющие фильтрацию высокочастотных помех сигналов постоянного тока и выпрямление сигналов переменного тока. Скорость переключения $К_{м_{вх1}}$ составляет 5 точек в секунду.

Выходные сигналы с $НС_2$ последовательно подключаются к аналого-цифровому преобразователю $АЦП$ через релейный входной коммутатор $К_{м_{вх2}}$. С помощью контактного коммутатора $К_{м_{вх1}}$ одновременно с подключением сигнала датчика выбирается один из пяти пределов преобразования: 15, 25, 35, 50 и 100 мв.

Аналого-цифровой преобразователь, работающий на принципе развешивающего уравнивания, преобразует сигнал постоянного тока в десятичный код. Для линеаризации характеристики датчика в преобразователе имеются кодовые ленты с неравномерно нанесенными на них рисками. Ленты, которых можно разместить в преобразователе до 50 штук, располагаются по окружностям непрерывно вращающегося барабана и генерируют в фотодиоде серии неравномерно следующих друг за другом импульсов. С помощью штепсельной панели задания программы $ЗП$ выбираются: ленты, по которым должно производиться цифровое преобразование; один из четырех масштабных множителей 1, 2, 4, 8; знак, указывающий на отрицательное смещение нуля шкалы, и число десятых долей шкалы (от 1 до 9), на которые смещается нуль.

Выходной код с $АЦП$ подается на устройство сравнения для получения сигналов отклонения и регулирования, в запоминающие устройства $ЗУ_1$ и $ЗУ_2$ для цифровой регистрации и цифрового измерения, на выход машины для дальнейшей обработки. С дорожки непрерывно вращающегося барабана $АЦП$ снимаются тактовые импульсы с частотой следования 2,5 кГц на программное устройство $ПУ$, управляющее работой входных и выходных коммутаторов и регистрирующих устройств.

С помощью панели задания программы $ЗП$ можно устанавливать четыре уровня задания на каждую точку. Эти уровни для соответствующей контролируемой точки выбираются контактами реле $К_{м_{вх1}}$.

Выходной код $АЦП$ сравнивается в $УС$ с кодом уровней сравнения по мере его образования, и при каждом сравнении кодов выдается импульс. Эти импульсы фиксируются счетчиком зон. В нем записывается также код номера зоны между уровнями сравнения, в которой находится контролируемая величина.

Импульсы зоны через $К_{м_{вых}}$ поступают на элементы памяти регулирования $ЭПр$ и сигнализации $ЭПс$, в качестве которых применены транзисторные триггеры с выходным усилителем мощности на транзисторе. Сигналы с усилителей $ЭПр$ снимаются на управление исполнительными механизмами позиционного регулирования, а с $ЭПс$ — на включение сигнальных ламп $СЛ$, расположенных на мнемонической схеме технологической установки. Сигналы с выхода $ЭПр$ и $ЭПс$ могут быть использованы также для включения цепей аварийной защиты и блокировки.

Цифровая регистрация осуществляется регистрирующими устройствами $ЦРУ_1$ и $ЦРУ_2$, выполненными на базе электрифицированных машинок «Рейнметалл». $ЦРУ_1$ служит для периодической и опросной регистрации контролируемых величин. Количество таких регистрирующих устройств в машине может достигать до пяти (одно $ЦРУ$ на 100 контролируемых точек).

Переходы через уровень сравнения контролируемых величин регистрируются $ЦРУ_2$. Переходы уровней сравнения контролируемой величины за установленные пределы отмечаются красным цветом, а переходы в заданную зону — черным. Каждый переход регистрируется за 18 ударов клавишей, которые синхронизированы с шагами коммутирующего устройства. Каждый цикл регистрации перехода состоит из: пропуска; отличительного знака перехода, отличающего переход через аварийный уровень; десятков и единиц часов; пропуска; десятков и единиц минут; двух пропусков; трех цифр номера точки; пропуска; знака величины; четырех цифр значения величины.

Каждая величина при опросе регистрируется за семь ударов клавишей машинки: два пропуска, знак величины, четыре десятичные цифры значения величины. Удары синхронизированы с работой входного и выходного коммутаторов.

Опросная регистрация может выполняться через интервалы 5, 10, 20, 30 и 60 мин; 2, 4 или 12 ч.

Управляется опросная регистрация программным устройством $ПП_1$, а регистрация переходов — программным устройством переходов $ПП_2$, которые выполнены на электромагнитных реле.

Разряды $ЗУ_1$ и $ЗУ_2$ опрашиваются с помощью фотодиодных программных устройств $ЦРУ$, а положение каретки и номер регистрируемой точки в коммутирующем устройстве согласуются схемой совпадения программных устройств $ПП$.

Цифровой код, записанный в $ЗУ_1$ и $ЗУ_2$ параллельно с регистрацией может подаваться на цифровой указатель, выполненный на цифровых газоразрядных лампах ИН-1. Погрешность измерения для датчиков постоянного и переменного тока составляет соответственно $\pm(0,5 \div 1,0)$ и $\pm(1,0 \div 2,0)$.

На цифровом указателе можно также получать результаты измерения по вызову оператора. Для этого на кнопочном поле устройства $ВИ$ набираются номера вызываемой точки и кода операции вызова. Если номера точки $ВИ$ и оббегающего устройства совпадают, то выполняется выборочное измерение. Для отсчета времени при регистрации в машине предусмотрены электрические часы (на схеме не показаны).

В машине предусмотрено устройство автоматической проверки исправности. В случае выявления неисправности она фиксируется цифровым кодом на $ЦУ$.

Машина выполняется в виде блоков: центрального пульта, до пяти распределительных пультов, блока барабана цифрового преобразователя; до пяти цифровых регистрирующих устройств опрос-

ной регистрации, цифрового регистрирующего устройства переходов до пяти панелей сигнализации отклонений; блока питания центрального пульта; трех феррорезонансных стабилизаторов типа С-0,5; переходных коробок и выпрямителя ВСА-6М.

Машина питается от трехфазной сети 220 в, 50 гц. Потребляемая мощность до 2 квт.

Для сокращения объема информации, выдаваемой оператору, целесообразно ряд данных о процессе перерабатывать внутри машины. Например, при наступлении аварийной ситуации имеет смысл выдавать оператору информацию только об общей тенденции изменения отдельных величин или комплексных показателей. При выходе контролируемого параметра за установленные пределы вся информация, связанная с причиной появления аварийной ситуации, должна представляться оператору в наиболее сжатой и рациональной форме. Поэтому в современных МЦК предусматриваются вычислительные устройства, выполняющие промежуточную обработку информации.

Примером такой машины служит МППИ-1 [Афанасьев и др., 1965], предназначенная для систем оперативного управления в химической, нефтеперерабатывающей и других отраслях промышленности. Машина может осуществлять автоматический сбор, первичную переработку и регистрацию информации о состоянии производственного процесса, выдачу оператору сведений о различных отклонениях от нормы контролируемых параметров, расчет некоторых экономических показателей, выполнение ряда логических и вычислительных операций по управлению.

Машина МППИ-1 состоит из входного, вычислительного и выходного устройств. К входному устройству машины можно непосредственно подключать 128 датчиков с выходным сигналом в виде постоянного тока 0,5—5 ма или напряжения 2—10 в; 63 двухпозиционных датчика, обеспечивающие на выходе ток 20 ма при напряжении 12 в; 9 датчиков с число-импульсным выходом с частотой следования импульсов не более 100 гц и амплитудой не менее 2 в. Датчики с неунифицированным выходным сигналом подключаются к машине либо через групповые преобразователи, либо через индивидуальные нормирующие преобразователи. Каждый групповой преобразователь рассчитан на подключение до 16 датчиков. К входному устройству может быть подключено до 16 таких групповых преобразователей и 110 индивидуальных датчиков с аналоговым выходом.

Контролируемые аналоговые сигналы поступают на нормирующие схемы НС (рис. VII-17), установленные на входе машины. В НС сигнал фильтруется от помех промышленной частоты и производится его деление с целью масштабирования. С нормирующих схем сигнал через входной коммутатор $K_{мвх}$ подается на аналого-цифровой преобразователь АЦП, в котором аналоговый сигнал преобразуется в двоичный код.

Входной коммутатор, работающий со скоростью переключения 100 точек в секунду и выполненный на транзисторных ключах по

двухступенчатой схеме коммутирования, управляется от двух дешифраторов устройства управления УУ.

Аналого-цифровой преобразователь с поразрядным уравниванием выполнен на транзисторах. Погрешность преобразования

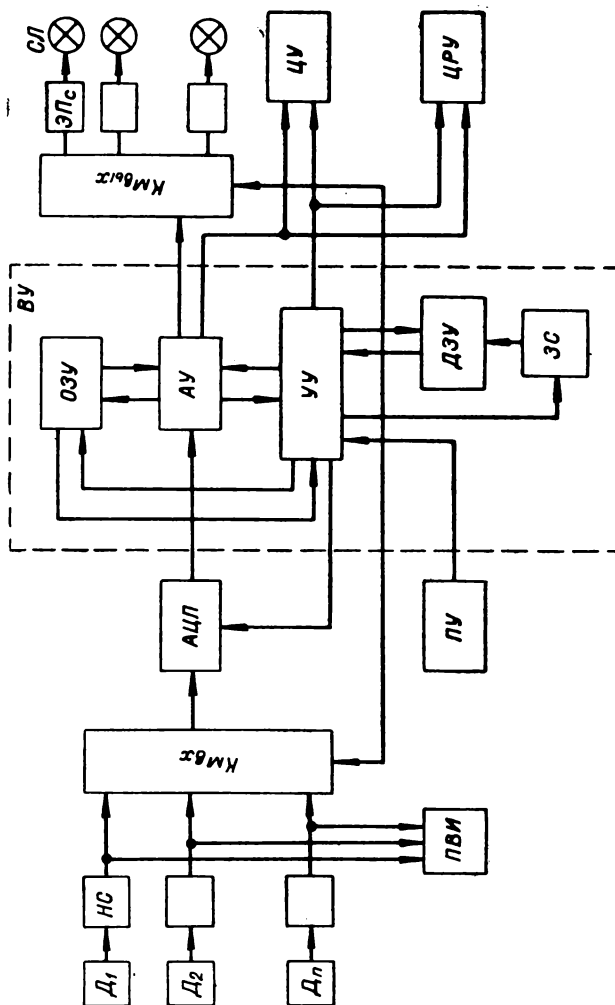


Рис. VII-17. Блок-схема машины МППИ-1.

составляет $\pm 0,5\%$. Цифровой код с АЦП поступает в вычислительное устройство ВУ, выполняющее прием, математическую и логическую обработку информации по заданной программе и выдачу ее на выходные устройства сигнализации и цифровой регистрации. Вычислительное устройство, координирующее работу всех устройств машины, состоит из арифметического устройства АУ, оперативного

ОЗУ и долговременного *ДЗУ* запоминающих устройств, панели задания уровней сравнения *ЗС* и устройства управления *УУ*.

Принцип работы *ВУ* синхронный; система счисления двоичная. Информация передается в виде 16-разрядных чисел в дополнительном модифицированном коде с запятой, фиксированной перед старшим разрядом, и в виде 15-разрядных логарифмов. Система команд одноадресная. Количество операций 28. Скорость сложения, вычитания и прочих 900 операций в секунду; умножения, деления, извлечения корня до 600 операций в секунду. Емкость *ОЗУ* 512 26-разрядных слов, *ДЗУ* 4096 26-разрядных слов; уставок 128 6-разрядных слов. Вычислительное устройство выполнено на трехтактных феррит-диодных ячейках. *ДЗУ* собрано на ферритовых сердечниках. Ввод информации, контроль и оперативное вмешательство в работу машины осуществляются с пульта управления *ПУ*.

В вычислительном устройстве цифровой код, соответствующий текущему значению контролируемой величины, сравнивается с заданными уровнями сигнализации. В случае выхода контролируемой точки за установленные пределы *ВУ* выдает единицу. Импульсы отклонения распределяются регистрами выходного коммутатора $K_{м.вых}$, которые возбуждают феррит-диодные усилители *ЭЛС* с выходом на сигнальные лампы *СЛ*. В машине предусмотрена сигнализация переходов в 60 точках. Одновременно с лампой включается звуковая сигнализация, которая отключается с пульта управления.

С помощью клавишного устройства можно вызвать контролируемую точку на цифровой указатель *ЦУ*, выполненный на лампах *ИН-1*. На цифровом указателе 3-разрядными десятичными числами индицируются номер вызванной точки и значения контролируемой величины. Цифровая регистрация осуществляется цифровым регистрирующим устройством *ЦРУ*, выполненным на базе печатающей машинки *АПМ-1*, по заданной программе или по вызову оператора. На бланке может быть отпечатано 128 величин, каждая из которых печатается тремя десятичными разрядами. В машине предусмотрено подключение ленточного перфоратора типа *ПЛ-20*. Оператор может вызвать любую контролируемую точку на шеститочечный прибор выборочного измерения *ПВИ*.

В комплект машины *МППИ-1* входят: стойка группового преобразователя с прибором выборочного измерения; пульт оператора с панелью цифровой индикации; стойка вычислительного устройства с печатающей машинкой; стойка с нормирующими схемами; стойка источника питания; выносные групповые преобразователи.

Машина предназначена для работы при окружающей температуре от $+5$ до $+30^{\circ}\text{C}$ и относительной влажности 30—80%. Питается она от трехфазной сети 380/220 в, 50 гц. Потребляемая мощность не превышает 2 квт.

Другой машиной с вычислительным устройством является *ИВ-500* [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966], предназначенная для оперативного централизованного контроля сложных произ-

водств, в частности электростанций, в химической, нефтеперерабатывающей, металлургической и других отраслях промышленности. Она может выполнять последовательный программный контроль параметров с сигнализацией их отклонений от нормы, цифровую регистрацию отклонений параметров от заданных пределов, вычисление коэффициентов и технико-экономических показателей работы объекта, двух- или трехпозиционное регулирование параметров, выдачу данных о процессе в универсальную вычислительную машину.

Контролируемые точки в машине набираются двенадцатью группами по 40 точек. На каждую группу (рис. VII-18) имеется свой коммутатор $K_{м_{вх}}$, сигнальное устройство $СУ$ с сигнальным табло $СТ$, нормализующая схема $НС$, устройство вызова $УВ$ и прибор выборочного измерения $ПВИ$.

В качестве датчиков могут быть использованы термомары; термометры сопротивления; другие датчики э. д. с. и сопротивления, в которых можно получить на выходе сигнал $0-50$ мв постоянного тока; датчики с унифицированным выходным сигналом в виде постоянного тока $0-5$ ма или напряжения $0-10$ в; дифференциально-трансформаторные и другие датчики переменного тока частотой 50 гц с выходным сигналом $0-1,0$ в и выше с выходным сопротивлением не более 300 ом. Скорость контроля составляет 100 точек в секунду. Цикл опроса точек устанавливается ступенями через 5 сек в диапазоне от 5 до 60 сек.

Общими для машины являются устройство преобразования $УП$ с выходными устройствами и вычислительное устройство $ВУ$.

Устройство преобразования состоит из блока контроля $БК$, блока времени $ВВ$, устройства задания уровней сравнения $ЗС$, устройства сравнения $УС$ и преобразователя $УСП$, программного устройства $ПУ$, пульта управления $ПУ$ и информационного экрана $ИЭ$.

В комплект выходных устройств входят сигнальное табло $СТ$, цифровое регистрирующее устройство отклонений $ЦРУ_{от}$, цифровое регистрирующее устройство периодической регистрации $ЦРУ_{п.р}$, ленточный перфоратор $ЛП$.

Периодическая регистрация осуществляется 3- и 4-разрядными десятичными цифрами в натуральном масштабе в единицах измеряемой величины. Скорость регистрации составляет 2 точки в секунду. Цикл периодической регистрации может быть задан $30, 60, 120$ мин и однократный или непрерывный по вызову оператора. Скорость регистрации отклонений 1 точка в 2 сек.

Основная погрешность измерения и сигнализации для датчиков постоянного тока не превышает $\pm 0,6\%$, а для переменного $\pm 2,5\%$. На каждую точку предусмотрено до четырех уровней задания. Кроме индивидуальной сигнализации отклонений предусмотрена групповая сигнализация.

Вычислительное устройство состоит из блока контроля $БК$, долговременного запоминающего устройства $ДЗУ$, оперативного запоминающего устройства $ОЗУ$, арифметического устройства $АУ$, устройства вывода и ввода $УВВ$, пульта управления $ПУп$.

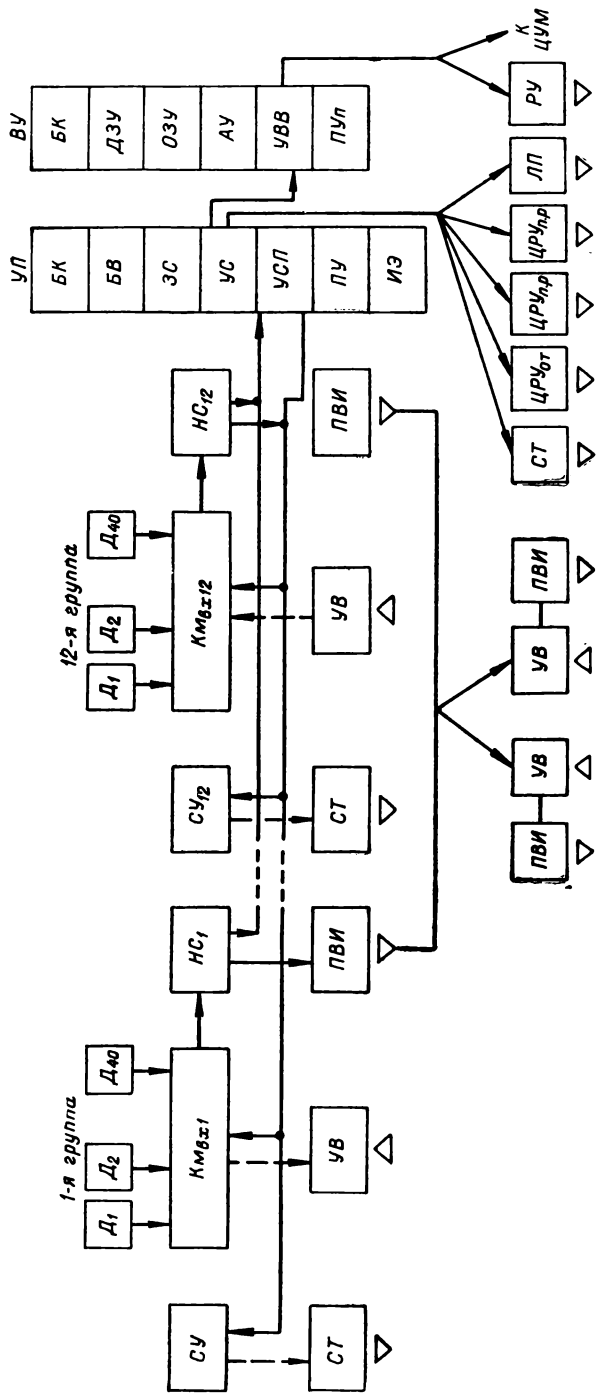


Рис. VII-18. Блок-схема машины ИВ-500.

Вычислительное устройство выполняет операции над 22-разрядными двоичными числами с фиксированной запятой. Оперативное запоминающее устройство рассчитано на 256 слов, а каждое из двух долговременных запоминающих устройств, в которых фиксируется программа машины, — на 1024 слова.

Быстродействие вычислительного устройства до 2000 операций сложения, 400 умножения и 250 деления в секунду. С вычислитель-

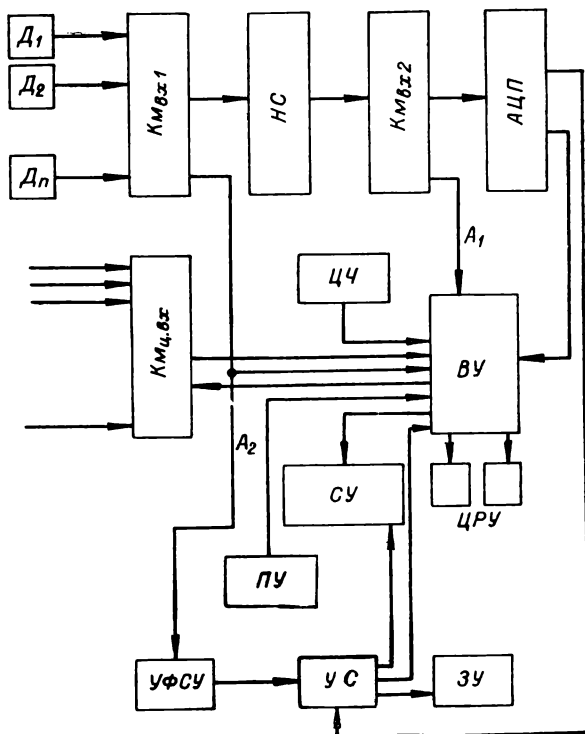


Рис. VII-19. Блок-схема машины LN-3000.

ного устройства предусмотрен выход на управляющую цифровую машину ЦУМ и регистрирующее устройство РУ.

Машина выполнена в основном на феррит-транзисторных элементах.

Аналогичные МЦК выпускаются и зарубежными фирмами. Примером служит LN-3000 (рис. VII-19), выпускаемая в США [Harple, Loh, 1960]. Аналоговые сигналы от датчиков D_1, D_2, \dots, D_n вводятся в машину через релейный коммутатор низкого уровня $K_{мвх1}$, работающий со скоростью переключения 5 точек в секунду, причем одновременно включается группа из 5 точек. Последовательность обращения к различным точкам группы задается программой. С по-

мощью реле формируется также адрес группы, который затем используется для контроля параметров.

Сигналы с коммутатора поступают на нормализующие схемы *НС*, в которых осуществляется смещение нуля, температурная компенсация, гальваническое разделение датчиков от схемы машины и усиление сигналов. Усиление сигналов от 0—100 мв до 0—10 в выполняется пятью транзисторными усилителями. Нормализованные сигналы через коммутатор высокого уровня $K_{м_{вх2}}$ последовательно поступают на аналого-цифровой преобразователь *АЦП*, работающий на принципе поразрядного уравнивания. Время одного преобразования составляет 1,5 мсек; погрешность преобразования $\pm 0,5\%$. Цифровой код с выхода *АЦП* поступает в вычислительное устройство *ВУ* и в устройство сравнения *УС*. Коммутатор $K_{м_{вх2}}$ вырабатывает адрес A_1 , который используется для контроля работы коммутатора.

Через входной коммутатор $K_{м_{ц.вх}}$ на вычислительное устройство вводятся сигналы от импульсных датчиков и цифровая информация ручного ввода. Скорость переключений $K_{м_{ц.вх}}$ составляет 480 каналов в секунду. Адрес A_2 , соответствующий выбираемой группе цифровых входов, вырабатывается *ВУ*.

Для отсчета времени в машине предусмотрены цифровые часы *ЦЧ* с периодом отсчета 0,1 сек.

Уровни сравнения задаются в *УФСУ*. В *УС* сравниваются сигнал контролируемой точки с сигналами уровней уставок. Если сигнал контролируемой точки выходит за установленные уровни, то загорается соответствующая лампочка на сигнальном устройстве *СУ*. Одновременно сигналы отклонений записываются в запоминающем устройстве *ЗУ* и передаются на цифровые регистрирующие устройства *ЦРУ*. Управление регистрацией отклонений может производиться как с *ВУ*, так и минуя его. Вычислительное устройство управляется с пульта управления *ПУ*. Машина в основном выполнена на полупроводниковых элементах по блочно-модульному принципу.

§ VII-4. Системы технической диагностики

Современные измерительные информационные и управляющие системы, несмотря на их возросшую сложность, должны обладать высокой надежностью. Выполнение этого требования имеет особенно важное значение для замкнутых систем автоматического управления сложными производственными процессами, когда отказы системы могут принести большой экономический ущерб. Проблема повышения надежности решается несколькими путями: повышением надежности компонентов изделий, использованием их в облегченных режимах работы, тщательной конструктивной и схемной проработкой, введением резервирования, профилактики и др. Однако эти возможности ограничены.

Другой путь, повышающий надежность системы, заключается в непрерывном контроле работоспособности системы, обнаружении

неисправности, определении места и причины повреждения. Непрерывный автоматический контроль работоспособности системы позволяет своевременно выявить неисправность и принять необходимые меры по ее устранению. Для этого в сложных и ответственных системах обычно встраиваются устройства, обеспечивающие автоматический самоконтроль их работы. В случае отклонения какого-либо параметра системы за допустимые границы выдается сигнал о неисправности.

Однако установление факта неисправности системы не решает задачи быстрого ее устранения. Последующим более сложным этапом по устранению неисправности является поиск места и выявление

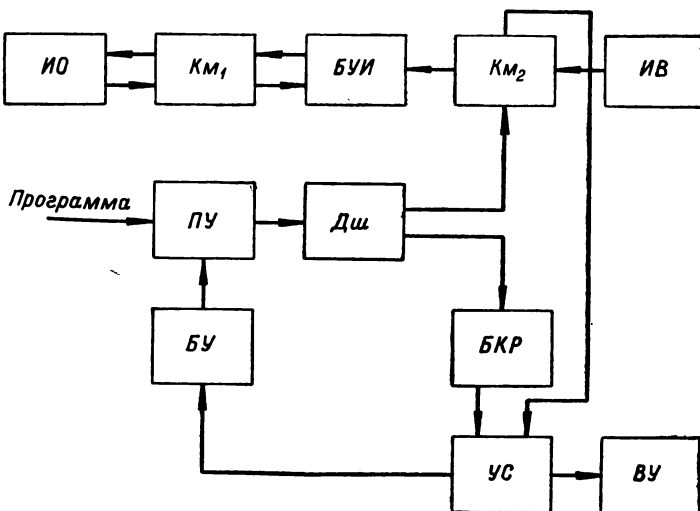


Рис. VII-20. Блок-схема универсальной проверочной машины ПУМА.

причины неисправности. На основании опыта эксплуатации систем установлено, что этот этап занимает более третьей части общей продолжительности простоя.

Время поиска неисправностей и анализа их причин можно значительно снизить путем использования специальных автоматических проверочных устройств и систем технической диагностики. Автоматизация наладочных и контрольных операций позволяет не только резко повысить производительность труда, но и получить объективные результаты проверки при высокой точности измерений.

Для создания таких систем необходимо разработать методы анализа проверяемых систем. Разработка этих методов заключается в определении минимального объема информации, достаточной для установления работоспособности системы, для выявления места

и причины неисправности, и в определении оптимальных относительно какого-либо критерия (времени, стоимости и т. п.) программ проверки, исходя из информации, полученной на двух предыдущих этапах.

Одной из первых систем технической диагностики, разработанных в Советском Союзе, является проверочная универсальная машина ПУМА, получившая дальнейшее развитие в виде ее модификаций [Пархоменко, 1963]. Машина предназначена для автоматического качественного и количественного контроля состояния различных объектов и систем, состояние и поведение которых может быть охарактеризовано электрическими и временными параметрами.

С помощью сменной программы, записанной на перфоленте или перфокарте, обеспечивается автоматическая подача необходимых воздействий на испытуемый объект *ИО* (рис. VII-20), оценка и измерение ответов объекта на эти воздействия. В зависимости от результатов проверки машина должна либо перейти к следующему шагу проверки, либо остановиться и выдать необходимую информацию для определения места и причины отклонений ответа от заданного.

Испытуемый объект *ИО* подключается к источникам воздействий *ИВ* через коммутаторы $K_{м1}$, $K_{м2}$ и блок условий испытаний *БУИ*. Коммутаторы выполнены на многократных координатных соединениях, применяемых в телефонии. Блок *ИВ* содержит в себе источники воздействий, необходимые для проведения испытаний объектов, предусмотренных инструкцией.

В блок *БУИ* входят все элементы (сопротивления, усилители, преобразователи и т. п.), которые при проверке должны включаться в цепь между блоком *ИВ* и испытуемым объектом; измерительные схемы, служащие для количественной и качественной оценки ответов испытуемого объекта на поданные на него воздействия. Выходной сигнал измерительных схем обеспечивает выработку команд либо на продолжение работы машины, либо на включение сигнализации и печати. В измерительных схемах предусмотрена автоматическая перестройка в зависимости от программы пределов и точности измерений.

Ответы, поступающие от *ИО* на схемы измерений *БУИ*, сравниваются затем в устройстве сравнения *УС* с сигналами, установленными заранее по программе блока контрольных реакций *БКР*. Результаты сравнения поступают либо на выходные устройства машины *ВУ*, либо на блок управления *БУ*, вырабатывающий команды на пуск или остановку машины.

Программа проверки вводится в машину при помощи программного устройства *ПУ*, которое считывает команды программы с программноносителя и посылает их на дешифраторы *Дш*. Последние управляют работой коммутаторов, настраивают измерительные схемы в *БУИ* и задают ожидаемые ответы в *БКР*. Дешифраторы выполнены на электромагнитных реле.

В качестве выходных в машине применяются сигнализирующие устройства, указывающие «мало», «норма», «много», и цифровые перфорирующие устройства, регистрирующие результаты проверки.

Более совершенные системы технической диагностики строятся на принципе самообучающихся распознающих систем, которые в зависимости от сигналов на входе, т. е. от входной ситуации, определяют, к какому классу или группе они относятся.

§ VII-5. Распознающие системы

Как уже отмечалось, многие задачи переработки информации и автоматического управления могут рассматриваться как частные случаи задачи распознавания образов. Рассматриваемые системы используются для распознавания букв, изображений, звуковой речи, образов окружающего нас мира, для различения производственных ситуаций и т. п. [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966].

Распознающие системы простейшего вида обычно разрабатываются на принципе сравнения распознаваемого знака с набором идеальных знаков — механических, фотографических и электрических эталонов. В более сложных системах распознавания образов окружающего нас мира, обычно называемых перцептронами, образы различаются по многим статистическим, случайно заданным прототипам (маскам), действующим одновременно. Для каждого из них автоматически находится коэффициент «веса» в образовании данного изображения. Последние классифицируются по сумме или произведению коэффициентов веса ряда прототипов.

В этих системах используются закономерности сбора и обработки информации в живых организмах, в частности простейшие модели человеческого мозга [Карандеев, Пучкин, 1964; Розенблат, 1965]. Бионические системы, обладающие высокой надежностью, экономичностью использования пространства и энергии, способностью переработки огромного объема информации, самообучаемостью, представляют несомненный интерес для специалистов по измерительным информационным и управляющим системам.

Для пояснения принципа действия этих систем рассмотрим схему читающего автомата с механическими эталонами, показанную на рис. VII-21, а. Распознаваемая буква А с помощью оптических систем O_1 и O_2 проецируется на два эталона, представляющие собой непрозрачные экраны \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 с вырезанными на них стандартными изображениями букв А и Б. Световые потоки проходят через вырезы и попадают на фотоэлементы $\Phi\mathcal{E}_1$ и $\Phi\mathcal{E}_2$, вызывая на их выходе пропорциональные токи. Эти токи проходят через усилители $У_1$ и $У_2$ и поступают на обмотки поляризованного реле $ПР$, выполняющего сравнение сигналов. Поскольку через вырез экрана \mathcal{E}_1 пройдет больший световой поток, чем через \mathcal{E}_2 , то реле сработает в направлении, соответствующем букве А. Если же проецировать букву Б, то большее значение тока будет на выходе второго фотоэлемента $\Phi\mathcal{E}_2$ и реле включится в направлении, соответствующем букве Б.

В автоматах с фотографическими эталонами происходит непосредственное наложение распознаваемого знака на эталонную фотомаску и сравнение результирующих световых потоков каждого знакового

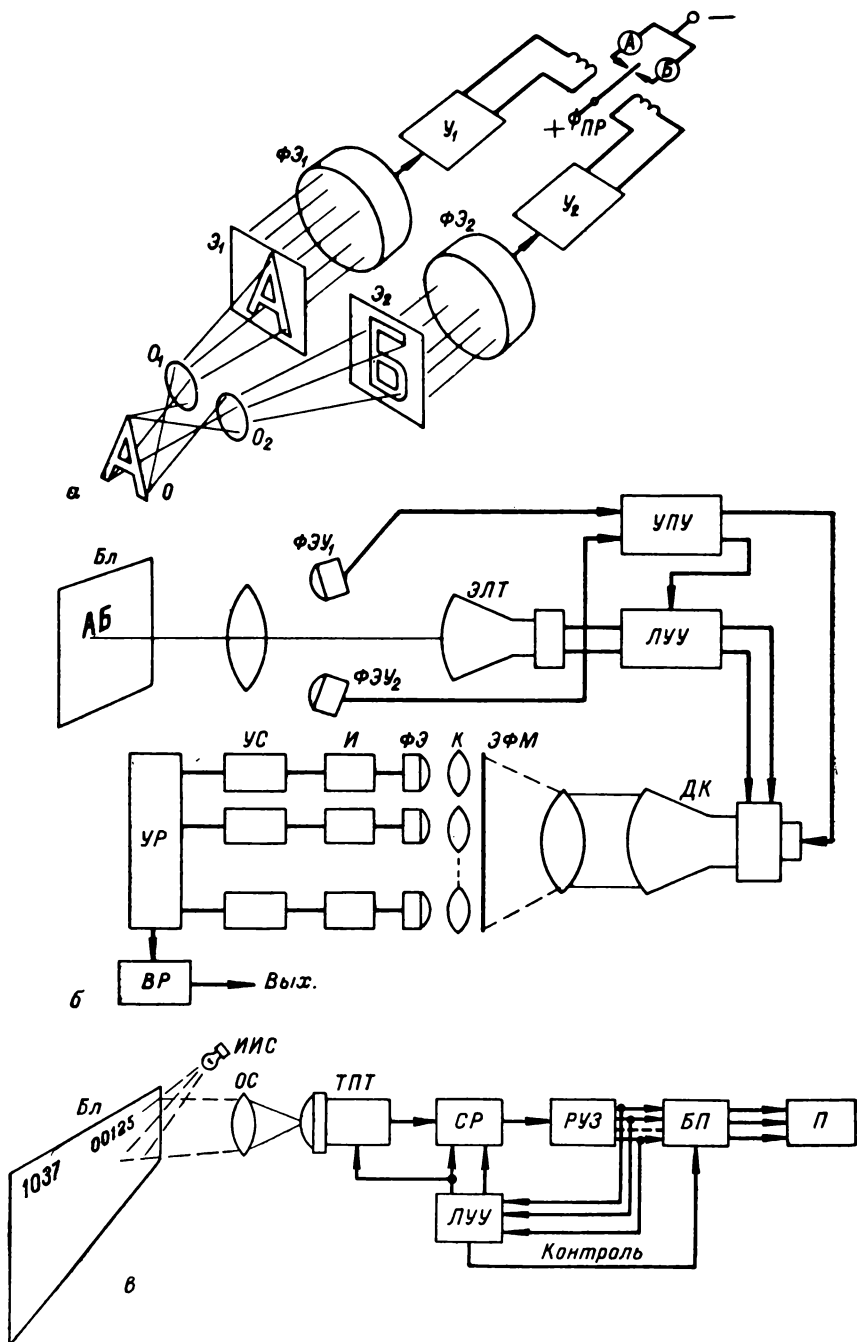


Рис. VII-21. Блок-схемы читающих автоматов.

канала производится выбор необходимого знака. Примером такой системы служит многошрифтовой автомат фирмы РСА [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966], позволяющий считывать и вводить в ЦУМ в виде цифрового кода две печатные строки со стандартного бланка размером 75×125 мм.

Распознаваемые знаки бланка *Бл* (рис. VII-21, б) считывают с помощью растровой развертки *ЭЛТ* и фотоумножителей $\PhiЭУ_1$, $\PhiЭУ_2$. Растровая развертка имеет до 30 строк на знак. Выходные сигналы с фотоумножителей через усилительно-преобразующее устройство *УПУ* поступают на двухлучевой кинескоп *ДК*, на экране которого одновременно воспроизводятся рядом позитивное и негативное изображения данного знака. Управление работой растровой развертки (поиск строки, поиск знака и его чтение), а также центровка изображения на экране кинескопа по отношению к эталонной фотомаске *ЭФМ* выполняются с помощью логического устройства управления *ЛУУ*. С помощью оптического размножителя изображение с экрана кинескопа проецируется на эталонную фотомаску, на которой для каждого знакового канала расположено по два изображения эталона: позитивное и негативное.

В процессе распознавания происходит наложение позитивного изображения распознаваемого знака на негативное изображение эталона и наоборот. По величине результирующего светового потока каждого знакового канала определяется степень несовпадения распознаваемого знака с данным эталоном.

Результирующие световые потоки через конденсоры *К* поступают на соответствующие фотоэлементы $\PhiЭ$, которые преобразуют световые потоки в электрические сигналы. Распознавание происходит по наименьшей величине сигнала на выходах интеграторов *И* знаковых каналов. С помощью устройства сравнения *УС*, устройства распознавания *УР* и выходного регистра *ВР* распознаваемые знаки кодируются в двоичный код, который затем подается на вход *ЦУМ*. Скорость чтения 16-канального автомата составляет 500 знаков в секунду.

В читающих автоматах с электрическими моделями эталонов, выполняемых в виде матриц сопротивлений, матриц ферритовых сердечников, квантованные знаки распознаются с помощью взвешенного суммирования сигналов от элементов знака на эталонных матрицах. Величина суммарного сигнала определяет степень схожести распознаваемого и эталонного знаков. Для временного хранения информации о распознаваемом знаке обычно используется сдвиговый регистр, к которому и подключаются эталонные матрицы. Регулируя сопротивление матриц, можно изменять и подправлять форму эталонов. Возможность корректировки эталонов используется в распознающих системах для самообучения.

Блок-схема читающего автомата с электрическими моделями эталонов [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966] показана на рис. VII-21, в. Автомат позволяет считывать три печатные строки по пятнадцать знаков в каждой, расположенные в строго определен-

ных местах стандартного бланка *Бл.* Скорость считывания составляет 500 знаков в секунду.

Информация с бланка считывается с помощью телевизионной передающей трубки типа видеокон *ТПТ*. С помощью импульсного источника света *ИИС* и оптической системы *ОС* все три строки бланка одновременно проецируются на экран видеокона и запоминаются на нем на время считывания вертикальной растровой развертки (14 строк на знак). Считываемые сигналы последовательно вводятся в сдвиговый регистр *СР*, к которому подключены электрические модели эталонов, выполненные в виде «звезды» производимостей по 60—100 точек на эталон. Перед каждой записью нового знака регистр очищается. Регистр имеет 340 разрядов на 182 элемента разложения. С регистра сигналы поступают на распознающее устройство знаков *РУЗ* и далее в буферную память *БП*, с которой снимаются сигналы в виде двоичного кода на перфоратор *П*. Автомат управляется от логического устройства управления *ЛУУ*.

Наиболее перспективны корреляционные читающие автоматы со сдвиговым регистром. В них изображаемый знак разлагается на N элементов, количество которых может достигать до нескольких сотен. Затем для каждого элемента измеряется его коэффициент отражения ρ_i и вычисляются коэффициенты корреляции, характеризующие сходство распознаваемого изображения с каждым из n эталонных изображений. Коэффициент корреляции R_k для k -го эталонного изображения вычисляется по формуле

$$R_k = \sum_{i=1}^N \rho_i e_{ik} - \frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N \rho_i \right) \left(\sum_{i=1}^N e_{ik} \right), \quad (\text{VII-21})$$

где e_{ik} — i -я компонента k -го нормированного эталона, получаемого из эталонного изображения на основании статистической обработки многих изображений одного класса.

После вычисления коэффициентов корреляции определяется наибольший из них и соответствующий ему номер k . Затем незначительно смещается изображение распознаваемого знака относительно эталонов и снова повторяются все перечисленные операции. После выполнения необходимого числа сдвигов изображения, при которых убеждаются, что на одном из них изображение совмещается с соответствующим эталоном, определяется номер эталона, соответствующего наибольшему коэффициенту корреляции. Этот номер и является результатом распознавания.

Достоинством корреляционного автомата, работающего в соответствии с формулой (VII-21), служит то, что система реагирует не на яркости элементов, а лишь на их отклонения от средней яркости, которые сравниваются с соответствующими отклонениями для эталонных изображений.

Блок-схема корреляционного читающего автомата со сдвиговым регистром показана на рис. VII-22 [Грубов, Ивахненко, Мандровский-Соколов, 1966]. Распознаваемый машинописный текст закре-

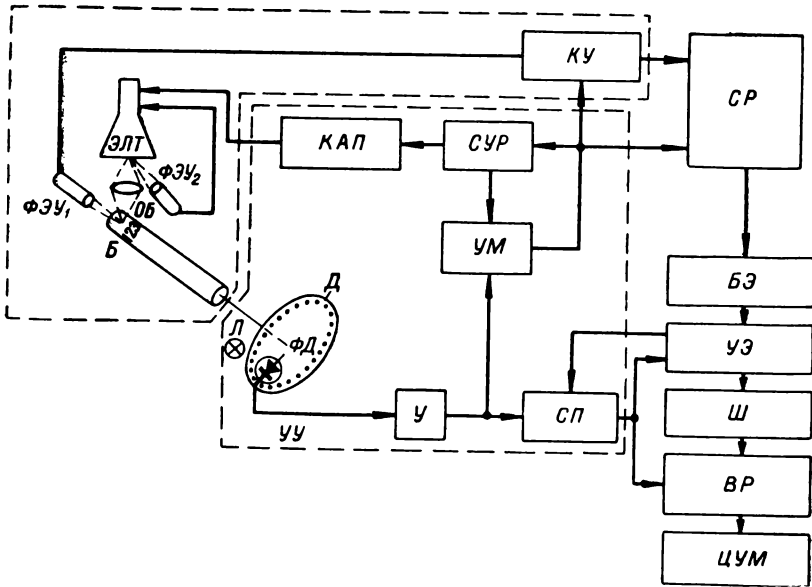


Рис. VII-22. Блок-схема корреляционного читающего автомата со сдвиговым регистром.

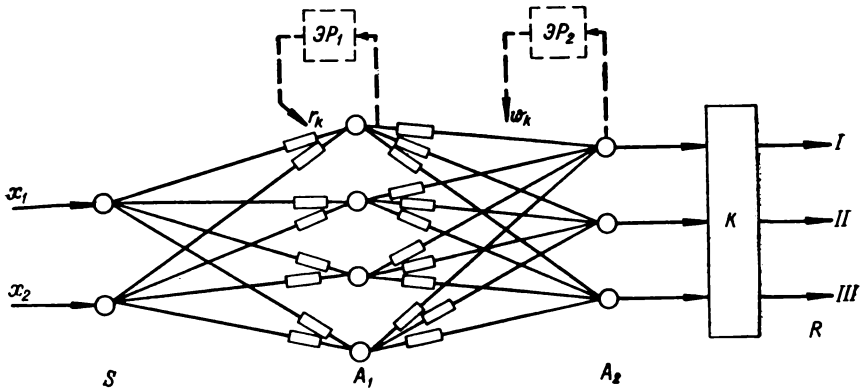


Рис. VII-23. Схема перцептрона.

пляется на вращающемся барабане *Б* строчками вдоль образующей барабана. Разложение распознаваемого знака на элементы и измерение их коэффициентов отражения r_k выполняется ЭЛТ и фотоумножителем $\PhiЭУ_1$. Для автоматического регулирования яркости луча ЭЛТ применен фотоумножитель $\PhiЭУ_2$.

Измеренные значения ρ_i кодируются в кодирующем устройстве $KУ$ двухразрядным двоичным кодом, который записывается в сдвиговый регистр $СР$, состоящий из двух самостоятельных субрегистров: один для старших разрядов ρ_i , а другой для младших. Поэтому значения ρ_i представляются двумя напряжениями $U_{c i}$ и $U_{m i}$ на выходах триггеров обоих регистров.

Нормированные эталоны выполнены в виде набора проводимостей, пропорциональных компонентам эталонов e_{ik} и подключаемых к выходам $СР$. Суммарный ток набора проводимостей получается пропорциональным первому слагаемому формулы (VII-21).

Кроме основного используется дополнительный набор одинаковых проводимостей для получения напряжения \bar{U} , пропорционального среднему коэффициенту отражения:

$$\bar{U} = \frac{2}{3N} \sum_{i=N}^n \left(U_{c i} + \frac{1}{2} U_{m i} \right) \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \rho_i. \quad (\text{VII-22})$$

С помощью напряжения \bar{U} и так называемых нейтрализующих проводимостей, пропорциональных G_k , образуются токи, моделирующие второе слагаемое в формуле (VII-21). Таким образом, коэффициенты корреляции моделируются пропорциональными им токами, которые через блок эталонов $БЭ$ поступают в указатель экстремума $УЭ$, вырабатывающий код эталона. Последний через шифратор $Ш$ записывается в выходном регистре $ВР$, с которого код выдается на $ЦУМ$.

Устройство управления работой автомата $УУ$ состоит из синхронизатора, усилителя $У$, управляющего мультивибратора $УМ$, счетчика управления разверткой $СУР$, кодо-аналогового преобразователя $КАП$ и счетчика переходов $СП$.

Синхронизатор состоит из диска $Д$ с отверстиями, установленного на валу, фотодиода $ФД$ и осветительной лампы $Л$. Сигналы с выхода фотодиода проходят через усилитель $У$ и подаются на управляющий мультивибратор $УМ$. Импульсы с $УМ$ поступают на четырехразрядный счетчик управления разверткой. По мере поступления импульсов на счетчик возрастает ток на выходе $КАП$. Выходной ток $КАП$ после усиления поступает на отклоняющие катушки $ЭЛТ$. В счетчике переходов $СП$ формируются сигналы об окончании распознавания очередного знака. Скорость распознавания составляет до 25 знаков в секунду.

Схема перцептрона, впервые предложенная Ф. Розенблатом в 1959 г. (рис. VII-23), состоит из ряда чувствительных элементов S , ассоциирующих элементов A , компаратора K , выходных элементов и экстремальных регуляторов на максимум $ЭР_1$, $ЭР_2$. Связи чувствительных элементов с ассоциирующими элементами могут быть либо возбуждающими (x), либо тормозящими (y).

Когда сумма возбуждающих и тормозящих воздействий превышает

некоторый порог A , ассоциирующие ячейки срабатывают, т. е. при

$$\text{при } \left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n r_i x_i - \sum_{j=1}^m r_j y_j - \Theta_1 \geq 0 & \text{ выход } z = +1; \\ \sum_{i=1}^n r_i x_i - \sum_{j=1}^m r_j y_j - \Theta_1 < 0 & \text{ выход } z = -1, \end{aligned} \right\} \quad (\text{VII-23})$$

где $\sum_{i=1}^n r_i x_i$ — сумма возбуждающих входов; $\sum_{j=1}^m r_j y_j$ — сумма тормозящих входов; Θ — величина порога; z — выходной сигнал ассоциирующего элемента; r_i, r_j — весовые коэффициенты, регулируемые величиной добавочных сопротивлений или усилителей, при $r_k > 1$.

На основании анализа суммы напряжений выхода ассоциирующих элементов определяется принадлежность изображения к тому или иному образу.

Для самообучения перцептрон снабжается положительными обратными связями.

ЛИТЕРАТУРА

Агейкин Д. И., Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н. Датчики контроля и регулирования. Изд. 2. Машиностроение, 1965.

Айзерман М. А. Лекции по теории автоматического регулирования. Гостехиздат, 1956.

Андреев А. А., Бутусов И. В. Автоматические электронные самопишущие миниатюрные приборы. Приборостроение, № 2, 1960.

Анисимов В. И., Голубев А. П. Транзисторные модуляторы. Энергия, 1964.

Артюнов М. Г., Патрунов В. Г. Феррография — магнитная скоростная печать. Энергия, 1964.

Афанасьев В. А. и др. Машина первичной переработки информации МППИ-1. В сб. Средства вычисл. техн. в системах управления технол. процессами. Киев, ИНТИ, 1965.

Артюнов В. О. Электрические измерительные приборы и измерения. Госэнергоиздат, 1958.

Байков Н. В. и др. Многоканальное устройство цифровой регистрации. Передовой науч.-техн. и производств. опыт. Устройства систем автоматич. управления, № 4-64-84/3. ГОСИНТИ, 1964.

Барашко А. С. и др. Корреляционныйчитающий автомат со сдвигом регистрации ЧАРС. В сб. Читающие автоматы. Киев, Наукова думка, 1965.

Беленький Б. З., Попов В. С. Преобразователь сопротивления в пропорциональное изменение частоты. Автоматика и телемеханика, т. 25, № 5, 1964.

Белостоцкий А. А. и др. Применение вычислительных машин для автоматизации производственных процессов. Энергия, 1964.

Бутусов И. В. Электронный влагомер ЭВК-1. Приборостроение, № 12, 1956.

Бутусов И. В. О комплексной автоматизации производственных процессов. Приборостроение, № 7, 1957.

Бутусов И. В. Автоматический записывающий микровольтметр ЭПП-11. Передовой науч.-техн. и производств. опыт, т. 35, № П-58-132/17. ЦИТИ АН СССР, 1958а.

Бутусов И. В. Повышение чувствительности автоматических электронных приборов. Приборостроение, № 5, 1958б.

Бутусов И. В. Стабилизированные источники питания типа ИПС. ВИНТИ, № Э-58-31/10, 1958в.

Бутусов И. В. Автоматический самопишущий электрометр с динамическим конденсатором ЭПП-40. Передовой науч.-техн. и производств. опыт, т. 35, № П-59-148/15. ЦИТЭИ, 1959а.

Бутусов И. В. Автоматический самопишущий двухкоординатный потенциометр ЭП2К-01. Приборостроение, № 10, 1959б.

Бутусов И. В. Автоматические электронные вторичные приборы. В сб. Автоматизация металлург. печей (под ред. К. А. Зуп). Челябинск. обл. изд-во, 1959в.

Бутусов И. В. Электронные регулирующие приборы. Там же, 1959 г.

Бутусов И. В. Низкотемпературный радиационный пирометр типа РАПИР, ЦИТЭИ, № М-60-65/5, 1960.

Бутусов И. В. Автоматические самопишущие электрометры. В сб. Приборы и средства автоматизации, № 8. ЦИНТИЭлектропром, 1961а.

Бутусов И. В. Самопишущий многопредельный потенциометр ЭПП-08. Передовой науч.-техн. и производств. опыт, вып. 6, т. 34, № П-61-80/Б. ЦИТЭИ, 1961б.

Бутусов И. В. Автоматический цифровой вольтметр постоянного тока. В сб. Автоматика и приборостроение, № 3. Киев, ИНТИ, 1962а.

Бутусов И. В. Полупроводниковый нулевой индикатор для автоматических измерительных приборов. В сб. Приборы и средства автоматизации, № 8. ЦИНТИЭлектропром, 1962б.

Бутусов И. В. Усовершенствованные потенциометры. Приборостроение, № 3, 1962в.

Бутусов И. В. Автоматические контрольно-измерительные и регулирующие приборы, изд. 3. Л., Гостоптехиздат, 1963а.

Бутусов И. В. Автоматические уровневенные мосты с полупроводниковыми термосопротивлениями. В сб. Приборы пром. контроля и средства автоматизации. Киев, Гостехиздат, 1963б.

Бутусов И. В. Принцип построения цифровых указателей для электрической цифровой ветви ГСП. Приборостроение, № 4, 1964а.

Бутусов И. В. Принципы построения электрических цифровых систем измерения для общегосударственной системы приборов. В сб. Автоматика и приборостроение, № 3. Киев, ИНТИ, 1964б.

Бутусов И. В. Цифровые устройства для измерения, контроля и управления. Л., Недра, 1964в.

Бутусов И. В. Десятичный счетчик с цифровым отсчетом и запоминанием информации при перерывах питания. Приборостроение, № 6, 1965.

Бутусов И. В. Унифицированные цифровые указатели. В сб. Телемеханика в промышленности. Киев, Техника, 1966а.

Бутусов И. В. Устройство цифровой индикации и регистрации информации. Киев, ИНТИ, 1966б.

Бутусов И. В. Преобразователи кодов на полупроводниковых логических элементах потенциального типа. В сб. Приборы и средства автоматизации, № 6. Киев, ИНТИ, 1967.

Бутусов И. В. Преобразователи двоично-десятичного рефлексного кода. В сб. Телемеханика в промышленности. Киев, Техника, 1968а.

Бутусов И. В. Преобразователь параллельного кода в последовательный. Авт. свид. № 217712, Бюлл. Изобр., № 16, 1968б.

Бутусов И. В. Измерительные генераторы. Киев, 1969.

Бутусов И. В., Гордейчук К. П. Универсальный преобразователь кодов. В сб. Механизация и автоматизация управления, № 6. Киев, ИНТИ, 1966а.

Бутусов И. В., Гордейчук К. П. Генераторы прямоугольных сигналов на потенциальных элементах. В сб. Приборы и средства автоматизации, № 8. ОНТИПрибор, 1966б.

Бутусов И. В., Кустов Е. С., Ромашкан В. С. Преобразователи кода в напряжение постоянного тока. В сб. Телемеханика в промышленности. Киев, Техника, 1968.

Бутусов И. В., Сиромеха И. Ф. Цифровые указатели на цифровых лампах и проекционном табло. В сб. Автоматика и приборостроение, № 4. Киев, ИНТИ, 1965.

Бутусов И. В., Сиромеха И. Ф. Схема управления электролюминесцентными знаковыми индикаторами на потенциальных логических элементах. Приборостроение, № 9, 1966.

Бутусов И. В., Сиромеха И. Ф. Принципы построения цифровых указателей и их реализация. В сб. Телемеханика в промышленности. Киев, Техника, 1967а.

Бутусов И. В., Сиромеха И. Ф. Цифровой указатель синтезирующего типа на электролюминесцентных низковольтных индикаторах из карбида кремния. В сб. Механизация и автоматизация управления, № 3. Киев, ИНТИ, 1967б.

Бутусов И. В., Сиромеха И. Ф., Косяненко И. Е. Цифровые указатели блочно-модульного типа на потенциальных полупроводниковых элементах. ГОСИНТИ, 1967.

Бутусов И. В., Шишова М. Т. Преобразователь двоичного рефлексного кода в двоичный естественный. В сб. Механизация и автоматизация управления, № 2. Киев, ИНТИ, 1966.

Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов. Киев, Гостехиздат, 1961.

Гильман Г. И., Чугунов К. М. Машина централизованного контроля производственных и технологических процессов типа «Зенит». В сб. Применение кибернетики в электроизмерит. технике. ЦИНТИПриборэлектром, 1963.

Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. Госэнергоиздат, 1961.

Гофманович М. Д. Дифманометры-расходомеры с автоматической коррекцией по нескольким параметрам газа. Измерит. техника, № 10, 1959.

Гриневич Ф. Б. Автоматические мосты переменного тока. Изд. СО АН СССР, 1964.

Грубов В. И., Ивахненко А. Г., Мандровский С. С., Соколов Б. Ю. Промышленная кибернетика. Киев, Наукова думка, 1966.

- Диденко К. И. и др. Частотно-ферродинамическая аппаратура контроля и управления. Киев, ИНТИ, 1964.
- Добросмыслов Ф. Д. Быстродействующее печатающее устройство и его расчет. Приборостроение, № 8, 1957.
- Додик С. Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., Сов. радио, 1962.
- Дроздов Е. А., Пятибратов А. П. Автоматическое преобразование и кодирование информации. М., Сов. радио, 1964.
- Душин Е. М., Фремке А. В. Измерительные преобразователи с унифицированным сигналом. Приборостроение, № 8, 1959.
- Евланов Ю. Н., Харченко Р. Р. Измерительные преобразователи электрических величин в частоту импульсов. Электричество, № 1, 1965.
- Евланов Ю. Н., Харченко Р. Р. Линейные измерительные преобразователи постоянного напряжения в частоту и длительность импульсов с импульсной обратной связью. Автометрия, № 1, 1966.
- Завалишин Д. А., Новикова Г. И., Чжен Бин Чан. Преобразователи частоты на полупроводниковых триодах для регулирования скорости асинхронных двигателей. Электричество, № 11, 1962.
- Заволокин А. К. Последовательные преобразователи непрерывных величин в числовые эквиваленты. М., Госэнергоиздат, 1962.
- Зинченко А. М. Знаковое выводное устройство для ЦВМ. В сб. Автоматика и приборостроение, № 3, 1962.
- Ивахненко А. Г. Самообучающиеся системы с положительными обратными связями. Изд-во АН УССР, 1963.
- Ивахненко А. Г. Кибернетические системы с комбинированным управлением. Киев, Техника, 1965.
- Кавалеров Г. И. и др. Измерительные информационные системы. В сб. докл. на 2 всесоюз. науч.-техн. конфер. по перспективным направлениям развития электроприборостроения (июнь, 1965). Л., ОНТИ ВНИИЭП, 1965.
- Карандеев К. Б. Измерительные информационные системы и автоматика. Вестник АН СССР, № 10, 1961.
- Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б. Автоматический контроль и методы электрических измерений. Изд-во СО АН СССР, 1962.
- Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Мантуш Т. Н. Логическое устройство выбора оптимального варианта автоматической сортировки изделий. Приборостроение, № 12, 1961.
- Карандеев К. Б., Пучкин Б. И. Бионика и измерения. Измерит. техника, № 4, 1964.
- Карандеев К. Б. и др. Электрические методы автоматического контроля. М., Энергия, 1965.
- Касаткин А. С. Автоматическая обработка сигнала частотных датчиков. М., Энергия, 1966.
- Кенигсберг В. Л., Яровский А. Я. К вопросу создания унифицированной системы датчиков. Приборостроение, № 2, 1962.
- Клейн М. Л., Морган Г. С., Аронсон М. Г. Цифровая техника для вычислений и управления. М., ИЛ, 1960.

Кнеллер Ю. В., Соколов Л. Н. Мостовые преобразователи сопротивления, емкости и индуктивности в частоту. Измерит. техника, № 6, 1963.

Коваленко Г. Г. Триггер Шмитта на транзисторах с милливольтовым входом. В сб. Механизация и автоматизация, № 6. Киев, ИНТИ, 1966.

Кондалев А. И. Преобразователи формы информации. Киев, Наукова думка, 1965.

Кононов Е. Н. Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниках. М., Госэнергоиздат, 1960.

Копай-Гора П. Н. Электронное логическое регистрирующее устройство ЭЛРУ-2. Бюлл. техн.-экон. информ., № 11. ЦИТЭИН, 1961.

Котельников В. А. О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи. Мат-лы радиосекции к 1 Всесоюз. съезду по реконструкции связи. М., Всесоюз. энергетич. комитет, 1933.

Кравченко С. П. Автоматический диспетчер. Донецк, Донбасс, 1964.

Красовский А. А., Поспелов Г. С. Основы автоматизации и технической кибернетики. Госэнергоиздат, 1962.

Круг Е. К., Александровиди Т. М., Диллигенский С. Н. Цифровые регуляторы. Энергия, 1966.

Куликов С. В. Управляемые мультивибраторы на транзисторах. Энергия, 1966.

Куликовский Л. Ф. Измерительные информационные устройства. Энергия, 1966.

Куликовский Л. Ф., Мелик-Шахназаров А. М. Компенсаторы переменного тока. Госэнергоиздат, 1960.

Лебедев А. В., Толчинский Е. М., Тяпкин Т. В. Электронное измерительное устройство ДИУ-256/1 с цифровым выходом. Приборостроение, № 11, 1960.

Левин М. И., Семко Ю. И. Импульсное питание параметрических датчиков и цифровое преобразование параметров при импульсном питании измерительных цепей. Автометрия, № 2, 1966.

Лонг. Линеаризация преобразователя напряжение — частота с помощью обратной связи. Электроника, № 35, 1961.

Лоскутов В. И. Управляющие машины. Машгиз, 1962.

Лученицер И. А. Масштабирование в системе цифровых измерений с отсчетом в абсолютных единицах. В сб. Телемеханика в промышленности. Киев, Техника, 1966.

Малиновский Б. Н. Цифровые управляющие машины и автоматизация производства. М., Машгиз, 1963.

Нестеренко А. Д. Основы расчета электроизмерительных схем уравновешивания. Изд. АН УССР, 1960.

Нетребенко К. А. Цифровые автоматические компенсаторы. Госэнергоиздат, 1961.

Новицкий П. В. Проблема создания частотных датчиков для всех электрических и неэлектрических величин. Измерит. техника, № 4, 1961.

Орнатский П. П. Автоматические измерительные приборы. Киев, Техника, 1965.

Островский Л. А. Основы общей теории электроизмерительных устройств. М., Энергия, 1965.

Пархоменко П. П. Автоматизация контроля качества электротехнической продукции. В сб. Структурная теория релейных устройств. Изд-во АН СССР, 1963.

Петров В. П. Проектирование цифровых систем контроля и управления. Машиностроение, 1967.

Полоник В. С. Прикладное телевидение. Госэнергоиздат, 1962.

Попов Р. Б. Многопараметрический вычислительный метод автоматического анализа многокомпонентных производственных растворов. В сб. Автоматизация хим. производств. Киев, ИНТИ, 1964.

Рабинович С. Г. Фотогальванометрические компенсационные приборы. М., Энергия, 1964.

Рабинович В. И., Цапенко М. П. О количестве измерительной информации. Измерит. техника, № 4, 1963.

Райнис Р. Л., Горяинов О. А. Телеуправление. М., Энергия, 1965.

Райхман С. Р. Нелинейные преобразователи переменного тока. В сб. Механизация и автоматизация управления, № 6. Киев, ИНТИ, 1966.

Ричардс Р. К. Арифметические операции на цифровых вычислительных машинах. М., ИЛ, 1957.

Розенблат Ф. Принципы нейродинамики (пер. с англ.). М., ИЛ, 1965

Савета Н. Н. Быстродействующие печатающие устройства. Машиностроение, 1965.

Синицкий Л. А. и др. Измерительные преобразователи постоянного тока. Киев, Наукова думка, 1965.

Славницкий В. Л. К вопросу о цифровом представлении измеряемых величин в развертывающих системах. Измерит. техника, № 8, 1963.

Солодовников В. В. Основы автоматического регулирования. Машгиз, 1954.

Сотсков Б. С. Основы расчета и проектирования электромеханических элементов автоматических и телемеханических устройств. Энергия, 1965.

Стахов А. П. Исследование регенеративного компаратора с трансформаторной обратной связью. В сб. Приборы и устройства средств автоматизации и телемеханики, вып. 2. Изд-во Харьк. ун-та, 1965.

Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Энергия, 1963.

Страшун Ю. П., Васильев Г. В. Многоканальный полупроводниковый коммутатор. Передовой науч.-техн. и произв. опыт, № 5-65-531/12. ГОСИНТИ, 1965.

Ступель Ф. А. Электромеханические датчики и преобразователи неэлектрических величин. М., Энергия, 1965.

Суббе-Ками А. Двоичная техника и обработка информации (пер с фр.). М., Мир, 1964.

Сыпчук П. П. Использование электронной цифровой машины МАР для регистрации технологических процессов. В сб. Автоматизация производств. процессов с применением средств вычислит. техники. М., ЦБТИ, 1962.

Темников Ф. Е. Автоматические регистрирующие приборы. Машигиз, 1960.

Темников Е. Ф., Шенброт И. М. Машины и системы централизованного контроля. М., ГОСИНТИ, 1964.

Тимофеев Б. Б., Тарануха А. И., Порцкый О. В. Широкополосные модуляционные магнитные головки с высокой отдачей. В сб. Автоматика и приборостроение, № 4, Киев, ИНТИ, 1964.

Туричин А. М. Электрические измерения неэлектрических величин. изд. 4. М., Энергия, 1966.

Фельдбаум А. А. Основы теории оптимальных автоматических систем. Физматгиз, 1963.

Филиппов В. Г. Цифраторы перемещений. М., Воениздат, 1965.

Фиштер М. Логическое проектирование цифровых вычислительных машин. Киев, Техника, 1964.

Хлестунов В. Н. О применимости теоремы Котельникова к дискретной измерительной технике. Измерит. техника, № 3, 1963.

Цапенко М. П. Многоместовая измерительная схема переменного тока. Измерит. техника, № 6, 1956.

Цапенко М. П. Автоматические измерительные компенсаторы с decadeвыми магазинами сопротивлений. Приборостроение, № 1, 1957.

Цыпкин Я. З. Теория импульсных систем. М., Физматгиз, 1958.

Цодиков Ю. М. Струнные датчики с линейной характеристикой. В сб. Теория и применение автоматических систем. М., Наука, 1964.

Цодиков Ю. М. Дифференциальный струнный датчик усилий и деформаций. Приборостроение, № 11, 1965.

Шенброт И. М. Машины централизованного контроля. Энергия, 1966.

Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетики. (Пер. с англ. под ред. Р. Л. Добрушина и О. Б. Лупанова). М., ИЛ, 1963.

Шляндин В. М. Элементы автоматики и счетно-решающие устройства. Машиностроение, 1967.

Эйгенброт В. М. Применение электроннолучевых трубок для многоточечного контроля. Энергия, 1965.

Эндрью Э. Ядерный магнитный резонанс. М., ИЛ, 1957.

Юркевич А. П., Вовченко Н. Я. Расчет электрических измерительных устройств и систем с силовой компенсацией. М., Оборонгиз, 1961.

Якобсон Б. М. К вопросу о создании агрегатной централизованной системы управления производством (АЦС). Приборостроение, № 9, 1965.

Якобсон Б. М., Дмитриев Г. К. Основные направления работ СКБ БФЭМ по системам централизованного контроля производственных процессов. В сб. Дискретн. преобразователи и телемех. устройства для управляющих вычисл. машин, Харьков, 1961.

Electronic 17 all new potentiometer Automatic Control, № 2, 1961.

Gardenhire L. W. Selecting sample rates. ISA Journ., № 4, 1964.

Harpel K. L., Lex R. G. The LN 3000 computer control system Commun. u. Electron, № 50, 1960.

Optical character recognition. Spartan books. Washington, 1962.

Warslawshy I. Rev. sci. instr., vol. 26, № 7, 1955.

О Г Л А В Л Е Н И Е

	Стр.
Предисловие	3
Введение	5
Г л а в а I. Общие вопросы проектирования измерительных информационных систем	7
§ I-1. Основные понятия и определения	—
§ I-2. Количество измерительной информации при измерении и контроле	9
§ I-3. Применение статистических методов к ИИС	13
§ I-4. Основные этапы проектирования ИИС	15
Г л а в а II. Элементы и узлы ИИС	22
§ II-1. Измерительные схемы	—
§ II-2. Стабилизированные источники постоянного напряжения и тока	43
§ II-3. Элементы, используемые в дискретных устройствах автоматического контроля и управления	49
§ II-4. Коммутаторы	63
§ II-5. Нулевые органы	74
§ II-6. Устройства масштабирования	84
§ II-7. Преобразователи кодов	86
Г л а в а III. Измерительные преобразователи	105
§ III-1. Основные определения	—
§ III-2. Классификация ИП	106
§ III-3. Основные характеристики ИП	114
§ III-4. Электромеханические ИП	123
§ III-5. Тепловые ИП	157
§ III-6. Электрохимические ИП	168
§ III-7. Масс-спектрометрические ИП	178
§ III-8. Ионизационные ИП	183
§ III-9. Электронные ИП	186
§ III-10. Частотные ИП	212
§ III-11. ИП частоты в цифровой код	243
§ III-12. Преобразователи аналоговых электрических величин в цифровой код	255

	Стр.
§ III-13. Преобразователи механических перемещений в цифровой код	279
§ III-14. Преобразователи цифровых кодов в аналоговые величины	294
Глава IV. Индикаторные устройства	303
§ IV-1. Назначение и классификация индикаторных устройств	—
§ IV-2. Основные характеристики индикаторных устройств	305
§ IV-3. Сигнализирующие индикаторные устройства	306
§ IV-4. Телевизионные индикаторные устройства	308
§ IV-5. Мнемонические схемы	309
§ IV-6. Обзорные индикаторные устройства на электронно-лучевых трубках	310
§ IV-7. Цифровые указатели с подвижными элементами знаковой индикации	316
§ IV-8. Оптические цифровые указатели	—
§ IV-9. Цифровые указатели на цифровых газоразрядных лампах	320
§ IV-10. Цифровые указатели с подсветкой изображаемых знаков	327
§ IV-11. Цифровые указатели синтезирующего типа	328
§ IV-12. Цифровые указатели на электроннолучевых трубках	340
Глава V. Регистрирующие устройства	345
§ V-1. Назначение и классификация	—
§ V-2. Основные характеристики	348
§ V-3. Аналоговые механические устройства	349
§ V-4. Аналоговые электрографические устройства	350
§ V-5. Аналоговые светографические устройства	351
§ V-6. Аналоговые магнитографические устройства	355
§ V-7. Дискретные механические знакофиксирующие устройства	356
§ V-8. Дискретные механические знакосинтезирующие устройства	368
§ V-9. Дискретные немеханические знакофиксирующие устройства	370
§ V-10. Дискретные немеханические знакосинтезирующие устройства	376
§ V-11. Перфораторные устройства	380
§ V-12. Дискретные магнитные устройства	389
§ V-13. Дискретные электростатические устройства	396
Глава VI. Автоматические измерительные приборы	397
§ VI-1. Классификация	—
§ VI-2. Аналоговые измерительные приборы прямого преобразования	399
§ VI-3. Аналоговые измерительные приборы следящего уравновешивания со статической характеристикой	400
§ VI-4. Аналоговые измерительные приборы следящего уравновешивания с астатической характеристикой	406
§ VI-5. Аналоговые измерительные приборы развертывающего уравновешивания	430
§ VI-6. Погрешности аналоговых автоматических приборов и методы их снижения	432

	Стр.
§ VI-7. Цифровые измерительные приборы прямого преобразования	440
§ VI-8. Цифровые измерительные приборы следящего уравновешивания	446
§ VI-9. Цифровые измерительные приборы развертывающего уравновешивания	450
Г л а в а VII. Измерительные информационные системы	458
§ VII-1. Классификация измерительных информационных систем	—
§ VII-2. Измерительные системы	460
§ VII-3. Системы централизованного контроля (СЦК)	474
§ VII-4. Системы технической диагностики	507
§ VII-5. Распознающие системы	509
Литература	517

**Иван Васильевич
Бутусов**

**ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

Издание 2-е, переработанное
и дополненное

Научный редактор **В. Б. Яковлев**
Ведущий редактор **А. Н. Павлов**
Технический редактор **Н. П. Старостина**
Корректоры **Е. А. Смирнова,**
Р. С. Янбекова
Переплет художника **П. А. Кузнецова**

М-28353. Сдано в набор 21/1 1970 г. Подписано к печати 9/IV 1970 г.
Формат бумаги 60 × 90^{1/16}. Печ. л. 33. Уч.-изд. л. 34,42. Изд. № 32.
Тираж 8000 экз. Бумага № 2. Заказ № 1222. Индекс 1—4—1—Л.

Издательство «Недра». Ленинградское отделение. Ленинград, С-171, ул. Фарфоровская, 12.
Ленинградская типография № 14 «Красный Печатник» Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР. Московский проспект, 91.

Цена 1 р. 90 к.