

Конспект лекций
по дисциплине

**«Системы автоматического управления, микропроцессоры и микроЭВМ в
электронно – оптическом аппаратостроении »**

для специальности 36.04.01
«Электронно – оптическое аппаратостроение»

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. Сущность проблемы автоматического управления.....	4
1.1. Автоматическое и автоматизированное управление техническими средствами.	4
1.2. Основные законы регулирования и их техническая реализация.....	14
2. Основы теории автоматического управления	20
2.1. Структурные схемы САУ	20
2.2. Основные характеристики САУ.....	27
2.3. Частотные методы оценки устойчивости САУ	33
2.4. Методы оценки качества регулирования линейных систем	45
3. Автоматическое управление технологическим оборудованием.....	545
3.1. Системы автоматического управления электроприводом.	54
3.2. Системы управления тепловыми процессами	66
3.3. Информационно–измерительные системы (ИИС) в производстве микроэлектронной техники	76
3.4. САУ процессами плазмохимической обработки (ПХО)	85
3.5. Системы управления потоками парогазовых смесей	97
3.6. Система управления автоматической сборки интегральных схем (ИС)	108
3.7. Типовые схемы систем стабилизации процессов.....	116
3.8. Устройство распознавания изображений системы технического зрения (СТЗ).....	124
4. Теоретические основы микропроцессорного управления технологическими процессами	130
4.1. Архитектура современных микропроцессорных систем.	130
4.2. Структура и особенности работы микроконтроллеров и микроЭВМ	137
4.3. Однокристальные микроконтроллеры серии PIC	145
4.4. Основные принципы проектирования управляющих систем на однокристальных микроконтроллерах	151
4.5. Цифровые системы автоматизации и управления	158
4.6. Архитектура и принципы работы современных управляющих ПЭВМ.....	165
5. Микропроцессоры в управляющих системах.....	172
5.1. Микропроцессорное управление промышленными роботами (ПР)	172
5.2. Измерительные комплексы на основе персональных ЭВМ.....	179
5.3. Выбор структурной схемы управляющего устройства	185
Литература.....	193

ВВЕДЕНИЕ

Современный этап развития техники характеризуется усложнением и расширением номенклатуры выпускаемых изделий электронной техники, что сопровождается миниатюризацией изделий, усложнением их конструкций и технологических процессов изготовления. Это, в свою очередь, приводит к усложнению используемого технологического оборудования, увеличению количества операций сборки и контроля, в связи с чем возникает проблема, связанная с субъективными особенностями оператора, производящего технологические операции на различных стадиях производственного цикла. В связи с этим, актуальной становится проблема замены труда человека машинным трудом при проведении сборочных операций, операций контроля и управления, что позволит увеличить производительность производственного процесса, увеличить надежность выпускаемых изделий и снизить их себестоимость.

Основным направлением реализации данного подхода является внедрение в производственные процессы изделий электронной техники систем автоматического управления (САУ), решающих широкий круг производственных задач: задание и поддержание в заданных пределах параметров производственных процессов, анализ поступающей от управляемого процесса информации и выработка на ее основе управляющих сигналов, отображение получаемой информации в приемлемом для оператора виде и т.д.

Особые возможности развития САУ в производстве изделий электронной техники связаны с развитием в последние годы микропроцессорной техники. Расширение аппаратных возможностей выпускаемых современными производителями микропроцессорных систем различной сложности (от микропроцессорных комплектов до наиболее мощных современных персональных ЭВМ) и развитие современных средств разработки и отладки программного обеспечения позволяет создавать с использованием микропроцессоров, микроЭВМ и персональных ЭВМ системы съема, обработки информации и управления техническими объектами практически неограниченной сложности.

Таким образом, изучение особенностей работы и принципов синтеза САУ в производстве электронной техники, изучение особенностей применения микропроцессоров и микроЭВМ в технологических процессах и практическое использование этих знаний являются важным фактором развития производства высокотехнологичной продукции.

1. Сущность проблемы автоматического управления

1.1. Автоматическое и автоматизированное управление техническими средствами.

Для правильного и высококачественного выполнения рабочих операций их необходимо направлять с помощью операций управления, которые обеспечивают в нужные моменты времени начало, порядок следования и прекращение отдельных операций, задают нужные параметры самому процессу: направление, скорость, ускорение рабочего инструмента, температуру, концентрацию в химическом процесс и т.д. Операции управления могут частично или полностью выполнять технические устройства. Систему, в которой все операции управления выполняют автоматические устройства, называют автоматической системой. Систему, в которой автоматизирована только часть операций, называют автоматизированной (частично автоматической) системой.

На практике возникает необходимость в различных видах операций управления. К **первой группе операций управления** относятся операции начала (включения), прекращения (отключения) данной операции и перехода от одной операции к другой. **Вторая** группа связана с контролем за координатами с целью установления, не вышли ли они за допустимые пределы. Для достижения необходимой эффективности процесса управляемые параметры процесса должны поддерживаться в определенных границах или изменяться по определенному закону. В этой связи возникает **третья группа операций управления** – операции по поддержанию заданного закона изменения координат.

В основе построения систем автоматического управления лежат общие фундаментальные принципы, определяющие, каким образом осуществляется увязка алгоритмов функционирования и управления с фактическим функционированием или причинами, вызывающими отклонение функционирования от данного. В современной технике используются три фундаментальных принципа: разомкнутого управления, компенсации и обратной связи [1].

Принцип разомкнутого управления. Сущность принципа состоит в том, что алгоритм управления вырабатывается только на основе заданного алгоритма функционирования системы, т.е. выходные параметры системы определяются только входными воздействиями и никак не корректируются с учетом внешних возмущений или полученных на выходе значений параметров процесса (рис.1.1.).

Общая функциональная схема системы показана на рис 1.1. Задание алгоритма функционирования может осуществляться как специальным техническим устройством – задатчиком программы 1, так и выполняться заранее при проектировании и затем непосредственно использоваться при конструировании управляющего устройства 2. В обоих случаях система имеет вид разомкнутой цепочки, в которой основное воздействие передается от входного элемента к выходному элементу 3, как показано на рис. 1.1., что и дало название данному

принципу управления. Близость x и x_0 обеспечивается только конструкцией и подбором физических закономерностей, действующих во всех элементах.

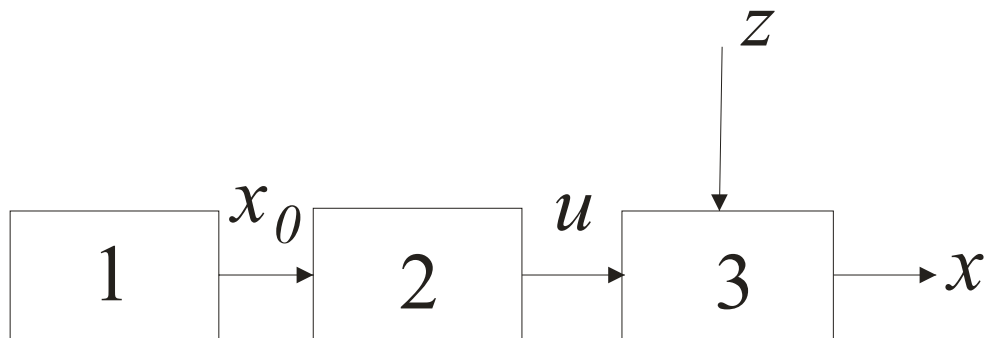


Рис. 1.1 САУ с разомкнутым управлением [1]:

1 – задатчик программы; 2 – управляющее устройство; 3 – выходной элемент;

Принцип компенсации (управление по возмущению). Если возмущающие воздействия настолько велики, что разомкнутая цепь не обеспечивает требуемой точности выполнения алгоритма функционирования, то для повышения точности иногда возможно, измерив возмущение z (рис. 1.2.), ввести по результатам измерения коррективы в алгоритм управления, которые компенсировали бы вызываемые возмущениями отклонения алгоритма функционирования. Функциональная схема регулирования по возмущению приведена на рис. 1.2.

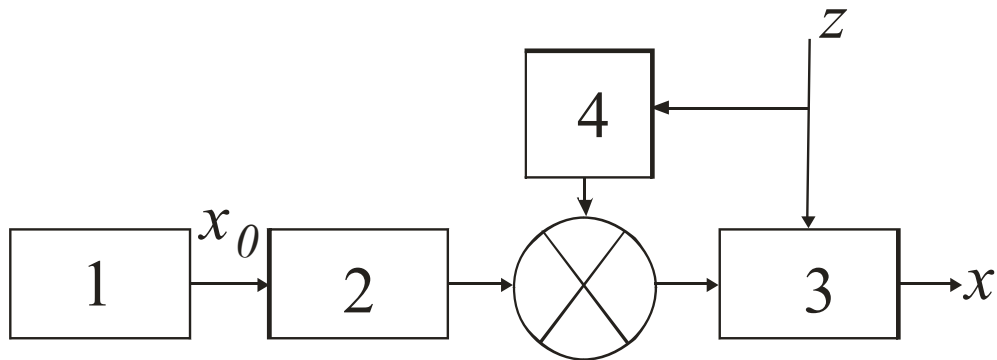


Рис. 1.2 Схема регулирования САУ по возмущению:

1 – задатчик программы; 2 – управляющее устройство; 3 – выходной элемент; 4 – элемент обратной связи

Так как отклонение от регулируемой величины зависит не только от управляющего воздействия u , но и от возмущающего z воздействия, то в принципе возможно подобрать управляющее воздействие таким образом, чтобы в установившемся режиме отклонение отсутствовало.

Принцип обратной связи. Регулирование по отклонению. Систему можно построить и так, чтобы точность выполнения алгоритма функционирования обеспечивалась и без измерения возмущения.

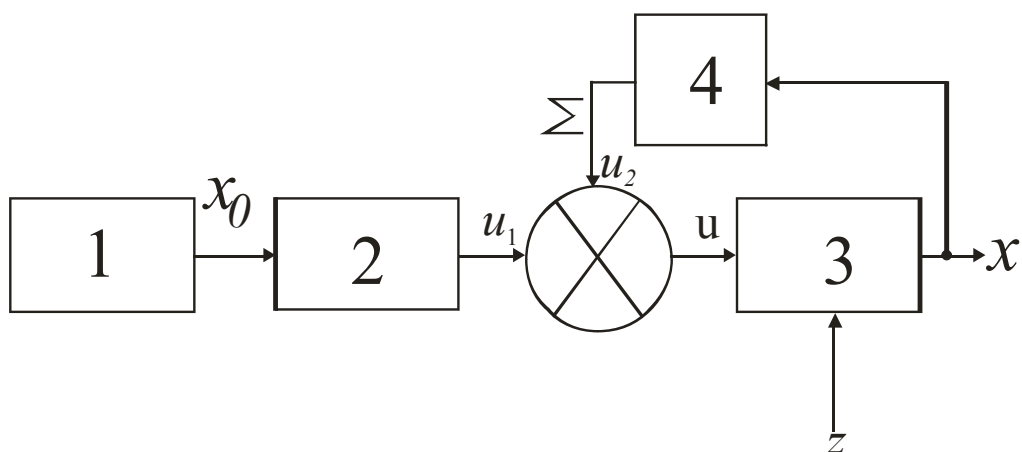


Рис. 1.3 Схема регулировки САУ с обратной связью

На рис 1.3 показана схема, в которой коррективы в алгоритм управления вносятся по фактическому значению регулируемого параметра. Для этой цели в конструкцию вводят дополнительную связь 4, в которую могут входить элементы для измерения x и для выработки корректирующих воздействий на управляющее устройство. Введенную дополнительную цепь называют цепью обратной связи, так как направление передачи воздействий в дополнительной цепи обратно направлению передачи основного воздействия на объект. Схема, изображенная на рис. 1.3, представляет собой наиболее общий вид замкнутых систем. По такой системе строят, например, многие преобразовательные и счетно – решающие элементы. В управлении же наиболее широко распространен частный вид замкнутых систем, в которых коррекцию алгоритма управления осуществляют не непосредственно по значениям выходного параметра x , а по отклонениям от значений, определяемых алгоритмом функционирования x_0 , т.е. $\Delta x = x_0 - x$. В схеме, представленной на рис. 1.3, элемент 1 задает алгоритм функционирования а элемент сравнения (сумматор Σ) осуществляет вычитание x из x_0 , т.е. вырабатывает величину Δx , называемую отклонением или ошибкой управления.

На рис. 1.4 – 1.6 приведены схемы стабилизаторов напряжения, реализующие различные принципы регулирования.

В разомкнутой САУ (рис. 1.4) задаваемая величина реализуется ВАХ стабилизатора, регулируемая величина – выходное напряжение. В САУ с компенсацией температурного воздействия происходит за счет того, что под действием температуры стабилизатор имеет положительное изменение сопротивления, а диод – отрицательное (рис. 1.5).

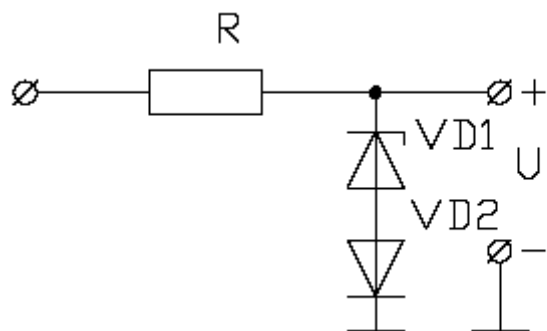


Рис 1.4 Пример САУ с разомкнутым управлением

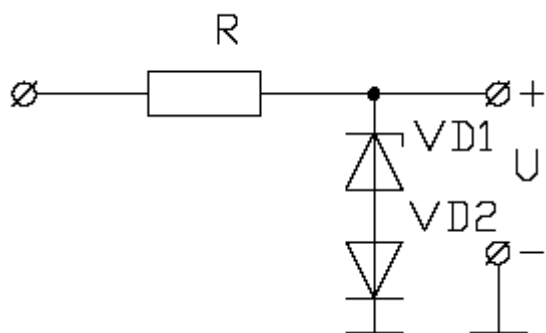


Рис. 1.5 САУ с компенсацией

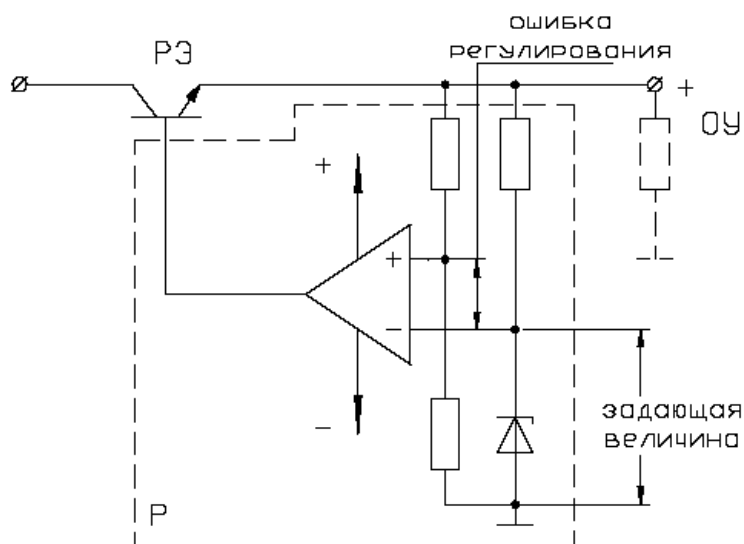


Рис. 1.6 САУ с обратной связью

В САУ с обратной связью регулирование происходит за счет обратной связи с выход транзистора, играющего роль регулирующего элемента (РЭ) на вход операционного усилителя.

В некоторых схемах мощности сигнала Δx оказывается недостаточно для непосредственного управления регулируемым параметром, поэтому могут использоваться усилители. Такие системы называют системами непрямого регулирования. В маломощных системах иногда можно применить прямое регулирование, управляя исполнительным органом непосредственно от сигнала ошибки.

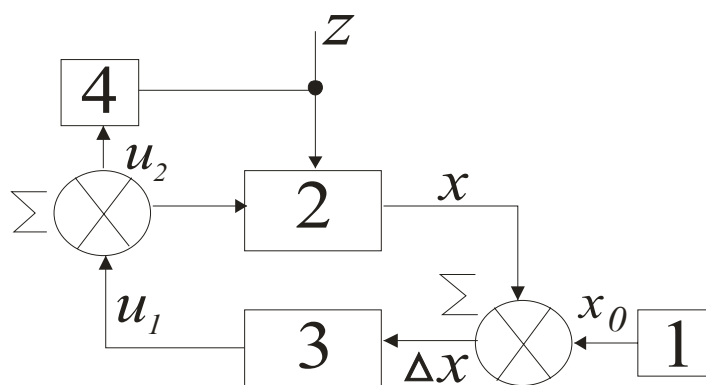


Рис. 1.7 Комбинированное регулирование

В ряде случаев эффективно применение комбинированного регулирования по возмущению и отклонению (рис. 1.7). Комбинированные регуляторы объединяют достоинства обоих принципов – быстроту реакции на изменение возмущений и точное регулирование независимо от того, какая причина вызвала отклонение.

Фундаментальные принципы управления могут реализовываться с помощью различных видов автоматического управления. В настоящее время известны следующие основные виды автоматического управления: стабилизация, программное управление, следящие системы, оптимальное управление, адаптивные системы, системы с поиском экстремума показателя качества.

Стабилизация. Системы поддержания постоянства управляемой величины называют также системами стабилизации. Простейшая система стабилизации приведена на рис 1.8.

В данном случае с делителя напряжения $ДН$ снимается напряжение ku_r , пропорциональное регулируемому напряжению u_r . Оно сравнивается с напряжением u_0 эталонной батареи. Разность $\Delta x = u_0 - k \cdot u_r$ подается на вход усилителя $У$, к выходу которого подключен якорь двигателя постоянного тока $Д$. Двигатель приводит в движение регулирующий орган – реостат, включенный в цепь обмотки возбуждения $ОВ$ генератора. При увеличении u_r сверх заданного значения двигатель переместит ползунок реостата так, чтобы сопротивление

реостата увеличилось, и напряжение, подводимое к OB , уменьшилось. Следствием будет уменьшение подводимого напряжения.

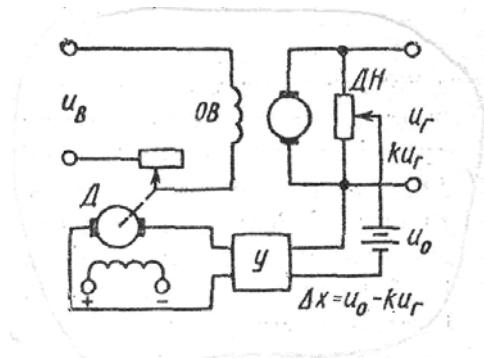


Рис. 1.8. Типичная схема САУ со стабилизацией
 $ДН$ – делитель напряжения; OB – обмотка возбуждения; $У$ – усилитель;
 $Д$ – двигатель

Рассмотрим схему с простейшими линейными преобразовательными звеньями.

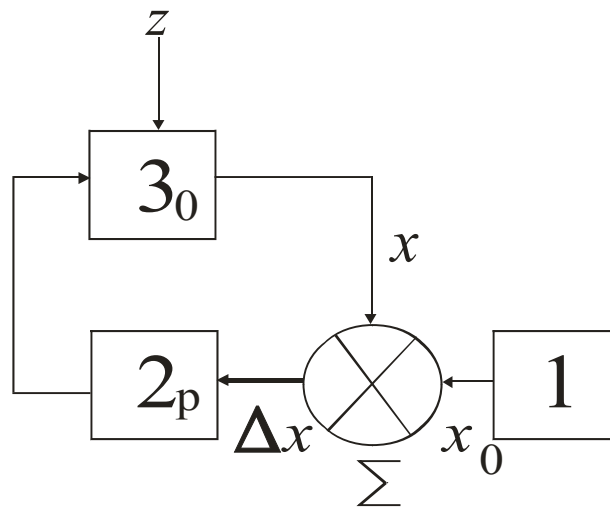


Рис. 1.9. Схема с простейшими линейными преобразовательными звеньями

Уравнения, связывающие значение выходной величины x с возмущающим воздействием z и управляющим воздействием u , в случае установившегося режима имеют вид [1,2]:

$$x = k_0 \cdot u - k_z \cdot z \quad (1.1),$$

$$u = k_p \cdot \Delta x = k_p \cdot (x_0 - x) \quad (1.2),$$

где k_0, k_p, k_z – постоянные коэффициенты, называемые соответственно коэффициентами передачи объекта, регулятора и нагрузки.

Из уравнений (1.1) и (1.2) очевидно, что значение регулируемой величины x зависит от нагрузки z , уменьшаясь с ее ростом.

Регулирование, при котором установившаяся ошибка при постоянном значении x_0 зависит от нагрузки, называется статическим. Установившаяся статическая ошибка равна:

$$\Delta x_{cm} = \frac{1}{1 + k_0 \cdot k_p} x + \frac{k_z}{1 + k_0 \cdot k_p} \quad (1.3).$$

Статический регулятор поддерживает постоянное значение регулируемой величины с ошибкой. Статизм – это величина относительной статической ошибки при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной. В некоторых системах статическая ошибка нежелательна, тогда переходят к регулированию, при котором она в силу структуры системы равна нулю, т.е. к астатическому регулированию. Для получения астатического регулирования в регуляторе нужно устранить жесткую зависимость между положением регулирующего органа и значением регулируемой величины, с тем, чтобы одно и то же значение регулируемой величины поддерживалось при любой нагрузке. Для этого в цепь вводят астатическое звено.

Программное управление. При программном управлении алгоритм функционирования задан и можно построить специальное устройство – датчик программы, вырабатывающее $x_0(t)$. В практике используют два вида систем программного управления: системы с временной программой и системы с пространственной программой. В системах первого вида задатчик программы вырабатывает непосредственно $x_0(t)$. Системы второго вида используют в программном управлении иной принцип: в них движение исполнительного органа (инструмента) осуществляется по заданной траектории, закон же движения по траектории во времени мало существен и в широких пределах может быть произвольным.

Используются два способа пространственного программного управления. В первом случае движение по каждой из координатных осей выполняется отдельным приводом, движение по одной из осей задается произвольно (обычно равномерным), а остальные движения увязываются с первым так, чтобы инструмент двигался по заданной траектории. Второй способ состоит в том, что заданная траектория описывается с помощью системы параметрических уравнений, в которых параметром является время, а затем строится решающее устройство, задающее движение приводам по отдельным осям в соответствии с этими параметрическими уравнениями.

Системы программного управления по своей структуре также могут быть статическими и астатическими, однако, поскольку величины $x_0(t)$ и z в них непостоянны, статическая ошибка не устраняется, так как возникают установив-

шие ошибки, зависящие от скорости и высших производных, в связи с чем для устранения ошибок в данных системах также необходимо вводить астатические звенья.

Следящие системы. В следящих системах алгоритм функционирования заранее не известен. Обычно регулируемая величина в таких системах воспроизводит изменение некоторого внешнего фактора, «следит» за ним. Так, автоматически управляемые средства ПВО должны поворачиваться, следуя за поворотом цели. Следящая система может быть выполнена в соответствии с любым фундаментальным принципом и отличается от системы с программным управлением тем, что в ней вместо задатчика программ в ней будет помещено устройство слежения за изменениями внешнего фактора.

В качестве примера следящей системы на рис. 1.10. приведена упрощенная схема отработки угла. Регулируемой величиной является угол поворота $\theta_{вых}$ управляемого объекта 2. Приводной двигатель 3 питается от электромашинного усилителя 1. Входное воздействие подается на сельсин – датчик 5 в виде углового поворота его ротора. Соединенные по трансформаторной схеме сельсин-датчик и сельсин – приемник 4, механически связанный с нагрузкой, вырабатывает напряжение, пропорциональное рассогласованию $\varepsilon = \theta_{вых} - \theta_{вх}$ между входным и выходным валами следящей системы. Напряжение ошибки усиливается усилителями U_1 и U_2 и электромашинным усилителем 1 и поступает на якорь исполнительного двигателя 3, вращающего одновременно объект (нагрузку) 2 и ротор сельсина-приемника до тех пор, пока рассогласование не станет равным нулю.

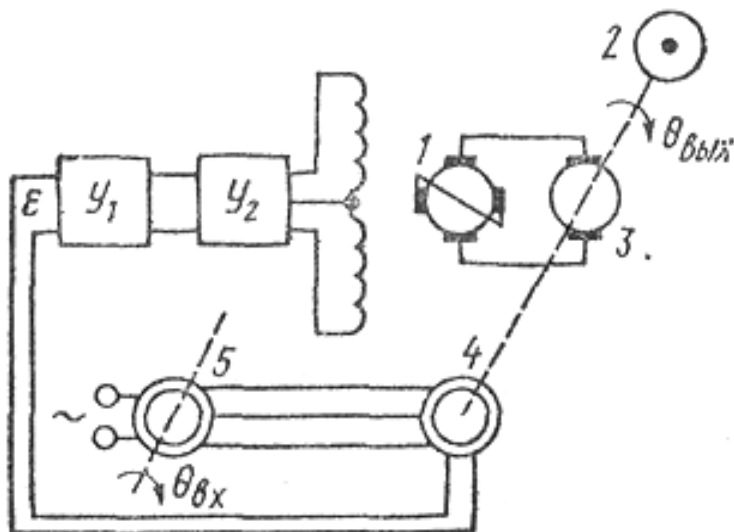


Рис. 1.10 Схема следящей системы

Экстремальные системы. В экстремальных системах требуется, чтобы выходная величина принимала экстремальное значение из всех возможных,

причем значение выходной величины заранее не определено и может изменяться случайным образом.

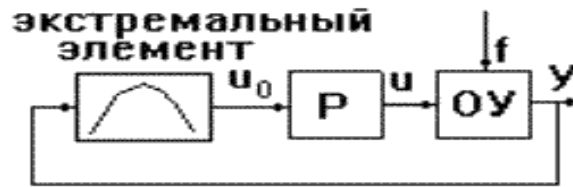


Рис. 1.11 Структура экстремальной системы

Для поиска экстремума система совершает небольшие пробные движения и анализирует реакцию выходной величины на эти движения. После этого вырабатывается управляющее воздействие, приближающее выходную величину к экстремальному значению. Процесс повторяется непрерывно. Так как в данных САУ происходит непрерывная оценка выходного параметра, то они выполняются только в соответствии с третьим принципом управления: управлением с обратной связью.

Оптимальное управление. Оптимальные системы являются самым сложным видом экстремальных систем, в которых происходит сложная обработка информации о характере влияния возмущающих воздействий на выходные величины, может быть задействована теоретическая информация, информация эвристического характера и т.д.

Нахождение оптимального управления в подобных динамических задачах требует решения в процессе управления достаточно сложной математической задачи методами вариационного исчисления или математического программирования в зависимости от вида математического описания (математической модели) системы. Таким образом, одной из главных составляющих частей такой системы является счетно-решающее устройство или вычислительная машина.

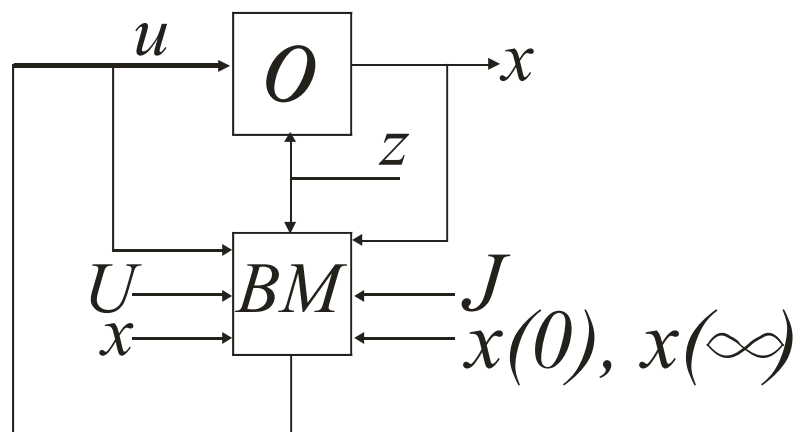


Рис. 1.12 Система с оптимальным управлением

На вход вычислительного устройства (машины) BM поступает информация о текущих значениях параметров x с выхода объекта O , об управлениях u с его

входа, о внешних воздействиях на объект z , а также задание извне различных условий: значение критерия оптимальности J , граничных условий $x(0)$, $x(\infty)$, информация о допустимых значениях $x \in X$ и $u \in U$ и т.п. Вычислительное устройство по заложенной в него программе вычисляет оптимальное управление u . Очевидно, что в оптимальных системах должны широко использоваться ЭВМ.

Адаптивные системы. В адаптивных системах предусмотрена возможность автоматической перенастройки параметров или принципиальной схемы САУ с целью приспособления к изменяющимся внешним условиям. В соответствии с этим различают самонастраивающиеся и самоорганизующиеся адаптивные системы.

Обычно адаптивная система содержит в качестве «ядра» схему, реализующую один из фундаментальных принципов управления, а контур адаптации пристраивают к ней как вторичный, осуществляющий коррекцию параметров.

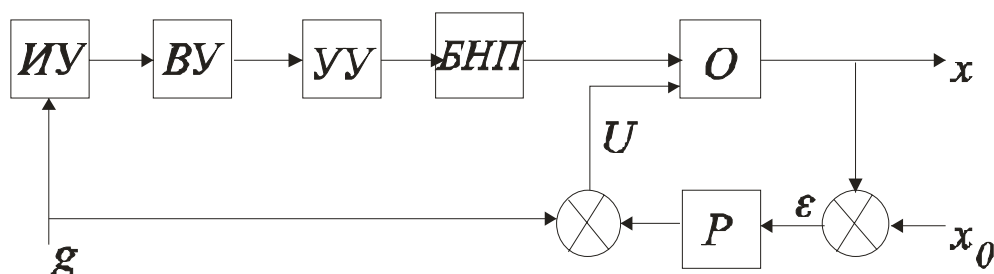


Рис. 1.13 Схема адаптивной системы

Контур адаптации, обычно состоящий из устройства измерения ИУ, устройства вычисления ВУ и управления УУ, может быть как разомкнутым (если на его вход подается только входное воздействие), или замкнутым, если он реагирует также и на выходной сигнал системы. Контур самонастройки воздействует на блок настройки параметров БНП, который может быть включен не только последовательно, как показано на рис. 1.13, но и любым другим способом, например, в цепь обратной связи. Вычисление воздействий для коррекции — весьма сложная математическая задача, поэтому в составе адаптивных систем используют различные модулирующие, счетно-решающие устройства и ЭВМ. Способы адаптации и соответствующие им схемы различаются главным образом алгоритмами и реализующими их программами.

1.2. Основные законы регулирования и их техническая реализация

Реле – простейший регулятор с обратной связью, используемый в несложных приложениях. Простейшая схема использования релейного регулятора представлена на рис. 1.14.

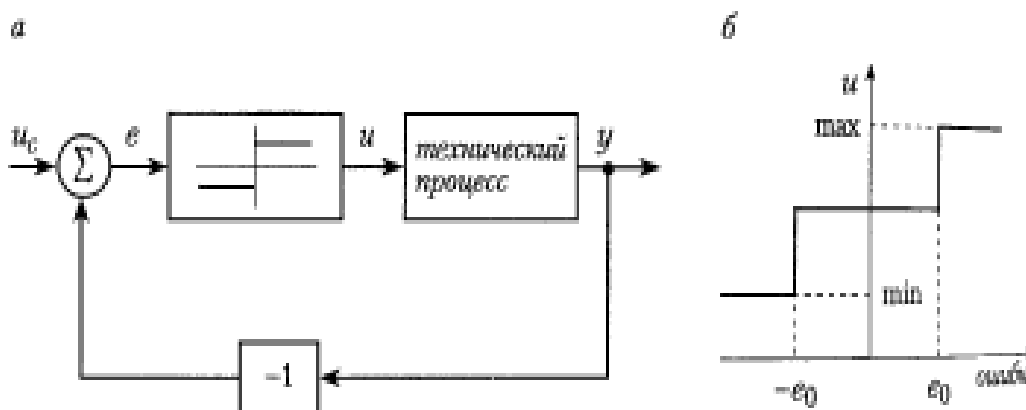


Рис. 1.14 Пример применения реле в схеме управления (а); сигнал на выходе релейного регулятора

На выходе идеального реле может быть только два сигнала [3, 11]:

$$\begin{cases} u = u_{\max}, & \text{если } e > 0 \\ u = u_{\min}, & \text{если } e < 0 \end{cases} \quad (1.4),$$

где e – ошибка выходной величины, равная:

$$e(t) = u_c(t) - y(t) \quad (1.5)$$

т.е. это разность между опорным значением и выходным сигналом процесса.

Аналоговый регулятор можно описать передаточной функцией того же вида, что и сам процесс. В простейшем случае входной сигнал регулятора – это ошибка выходного физического процесса (уравнение (1.5)). Передаточная функция регулятора $G_{REG}(s)$ определяется как произведение выходной величины регулятора $U(s)$ и входной ошибки $E(s)$ [3]:

$$U(s) = G_{REG}(s) \cdot E(s) = G_{REG}(s) \cdot (U(s) - Y(s)) \quad (1.6).$$

Это простейший случай управления с обратной связью. Он иллюстрируется блок – схемой на рис. 1.15. В общем случае регулятор имеет две входные величины – выходной сигнал технического процесса и опорный сигнал, а также одну выходную величину – управляющий сигнал.

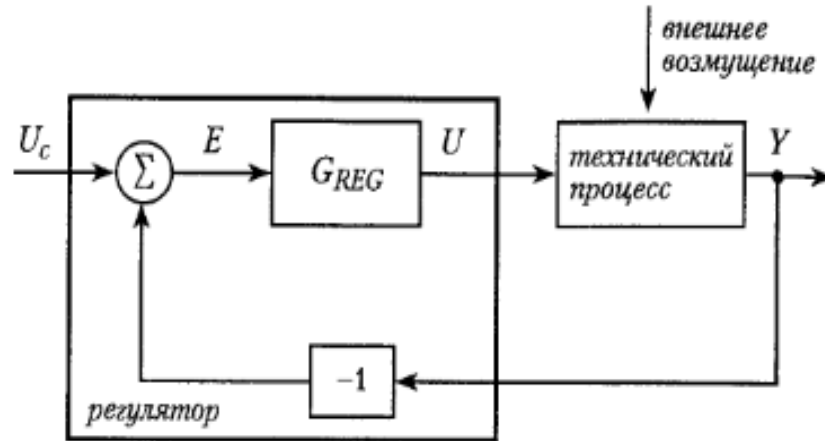


Рис. 1.15 Блок – схема простейшего регулятора [3]

Рассмотрим схему упреждающего управления по опорному значению. Простейшая схема, представленная на рис. 1.16, реагирует только на ошибку и не использует по отдельности два сигнала – опорное значение и выходной параметр процесса. Однако ошибка в системе может возникнуть по двум причинам – изменением опорного значения сигнала $U(t)$, вторая – изменение нагрузки или какого – либо другого параметра в системе, вызывающего изменение выходного сигнала $y(t)$. В таком случае в систему вводятся так называемый контур упреждения (рис. 1.16).

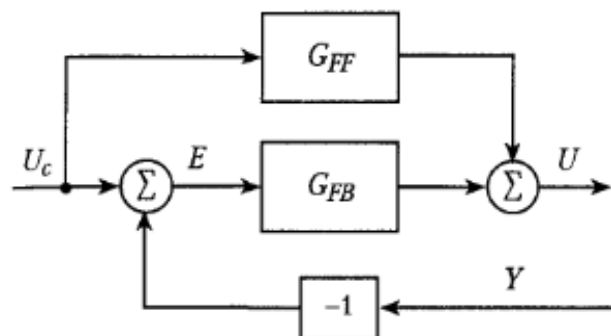


Рис. 1.16 Регулятор с контуром упреждающего управления по опорному значению и обратной связью по выходу процесса

Тогда управляющий процессом сигнал равен [3]:

$$U(s) = G_{FF}(s) \cdot U_C(s) + G_{FB}(s)[U_C(s) - Y(s)] = U_{F1}(s) - U_{FB}(s) \quad (1.7),$$

где U_{F1} – упреждающий сигнал по опорному значению; U_{FB} – сигнал обратной связи.

Поскольку регулятор, соответствующий уравнению (1.7), имеет больше настраиваемых коэффициентов, замкнутая система имеет лучшие характеристики.

Благодаря тому, что в упреждающем регуляторе опорное значение непрерывно отслеживается, возможно создание высокоточных систем управления электроприводами, роботами и станками. Простейшим примером управления по изменению нагрузки и возмущению являются системы регулирования температуры в помещениях. Такая система управления включает датчик для измерения наружной температуры. Когда температура воздуха в помещении изменяется, управляющий сигнал на клапан, регулирующий подачу горячей воды в здании, подается прежде, чем наружная температура повлияет на температуру в помещении – упреждающий контур управления по возмущению. Для окончательного и более точного регулирования температуры в помещении она также непрерывно контролируется с помощью местных датчиков – обратная связь.

Все типы упреждающих воздействий базируются на некоторых предположениях относительно будущего поведения системы. Для этого требуется, чтобы постоянно отслеживались изменения нагрузки и/или возмущения. Возмущение $W(s)$ влияет на процесс в соответствии с передаточной функцией $G_W(s)$, т.е. существует динамическая связь между входом и выходом:

$$Y(s) = G_W(s) \cdot W(s) \quad (1.8).$$

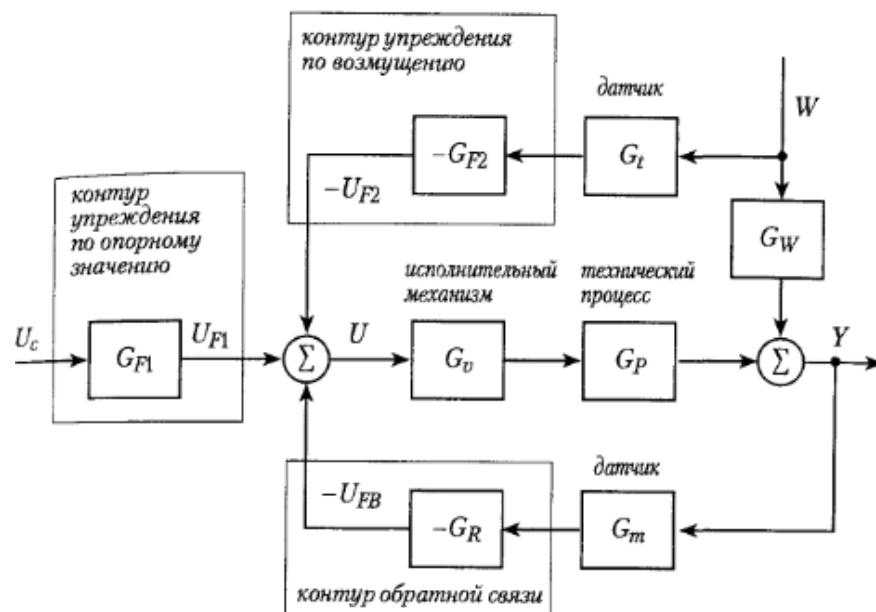


Рис. 1.17 Блок – схема обобщенного регулятора [3]

Идея упреждения состоит в корректировке на основе показаний датчика $G_I(s)$ и регулятора и упреждающего регулятора $G_{F2}(s)$. Влияние возмущающего воздействия на выходную величину упреждается с помощью управляющего регулятора, который вырабатывает свое управляющее воздействие как функцию самого возмущающего воздействия. Передаточная функция управляющего регулятора записывается в виде выражения:

$$G_{F2}(s) = \frac{G_W(s)}{G_I(s) \cdot G_V(s) \cdot G_P(s)} \quad (1.9).$$

Все передаточные функции в правой части уравнения (1.9) определяются характеристиками процесса и, следовательно, не содержат параметров, которые необходимо изменять. Таким образом, упреждающий сигнал полностью определен моделью системы.

Качество упреждающего управления существенно зависит от точности измерения возмущающего воздействия и точности модели процесса. Любой реальный регулятор должен сочетать упреждающее управление по опорному воздействию и возмущению с контуром обратной связи.

Рассмотрим пропорциональные интегрально – дифференциальные (ПИД) регуляторы. ПИД – регулятор выдает выходной сигнал, равный сумме трех составляющих: пропорционального регулирования, интегрального регулирования и регулирования по производной. Первая часть $u_p(t)$ пропорциональна ошибке выходной величины, т.е. разности между выходной величиной и опорным значением, вторая часть $u_i(t)$ – интегралу по времени от ошибки выходной величины, третья часть $u_D(t)$ – производной от ошибки.

Уравнение классического ПИД – регулятора имеет вид:

$$u(t) = u_0 + K \cdot [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt}] = u_0 + u_p(t) + u_i(t) + u_D(t) \quad (1.10),$$

где параметр K – усиление регулятора; T_i – постоянная интегрирования; T_d – постоянная времени дифференцирования; u_0 – поправочное значение или смещение, настраивающее средний уровень выходного сигнала регулятора. Параметры K , T_i и T_d можно настроить – чаще всего с помощью ручек на панели управления. Интегральная часть регулятора используется для устранения статических ошибок. Если замкнутая система, состоящая из физического процесса и регулятора, достигла стационарного состояния, все ее сигналы, в частности, $e(t)$ и $u(t)$, постоянны. Стационарное состояние может сохраняться лишь при том условии, что интегральная часть $u(t)$ постоянна, в противном случае $u_i(t)$ будет изменяться. Соответственно, интегральная часть остается постоянной, только если $e(t)$ равно нулю.

На рис. 1.18 показана переходная характеристика пропорционально–интегрального регулятора.

Если входная ошибка и выходная величина регулятора связаны простым соотношением $y(t) = k \cdot e(t)$, такой регулятор называется пропорциональным. Естественно, что линейный участок статической характеристики не бесконечен, а ограничивается максимальным допустимым значением выходной величины $y(t)$. Например, в регуляторе мощности при нагреве воды пусть $Y = 750$ Вт – выходная величина (мощность) нагревателя, X – текущая температура воды; U – заданное значение. Тогда при статической ошибке 75°C коэффициент k дол-

жен быть $750/75=10$ °С/Вт. При других значениях статической ошибки другим должен быть и коэффициент усиления.

Значение регулируемой величины X никогда не достигнет U . Образуется так называемая статическая ошибка d . Действительно, в рассматриваемом примере при приближении регулируемой температуры X к величине задания U должна постепенно уменьшаться поглощаемая нагреваемой водой мощность, т.к. $Y=k \cdot (U-x)$. Однако при этом увеличивается мощность, рассеиваемая в атмосферу, в результате чего равновесие устанавливается при некотором $Y=k \cdot d$, т.е. наступление равновесия будет определяться тем, какая мощность Y необходима для компенсации потерь, возникающих из-за рассеяния тепла в окружающую среду. Поэтому ошибка d никогда не будет равна нулю в таких системах, поскольку в противном случае имело бы место равенство $Y=0$ и $X=0$. Таким образом, в установившемся режиме на выходе пропорционального регулятора устанавливается выходная величина, равная:

$$Y = k \cdot d \quad (1.11).$$

При этом чем больше k , тем меньше d . Однако максимальное допустимое значение k ограничено тем фактом, что значительном росте коэффициента усиления возможен переход системы в автоколебания.

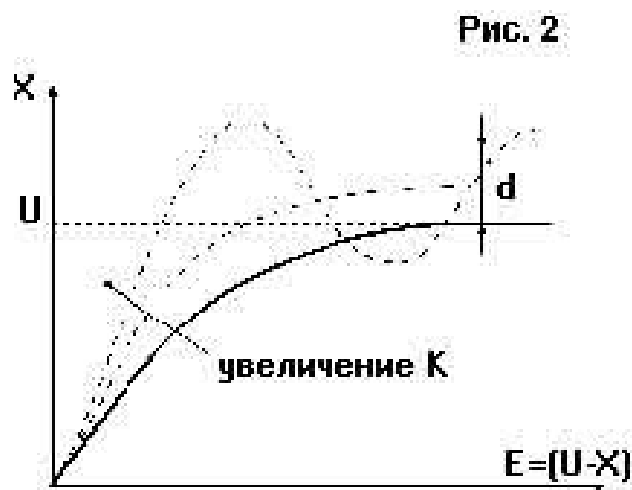


Рис. 1.18 Разгонная кривая при скачке входного воздействия с 0 до U в пропорциональном регуляторе [1]

В ряде случаев при пропорциональном регулировании статическая ошибка лежит в довольно узких пределах, поэтому П-регуляторы имеют применение на практике. Суть использования интегральной составляющей заключается в следующем: чем больше время, в течение которого фактическое значение меньше заданного, тем больше интеграл в сумме (1.10), и тем быстрее нарастает сигнал на выходе и приближается в заданному значении.

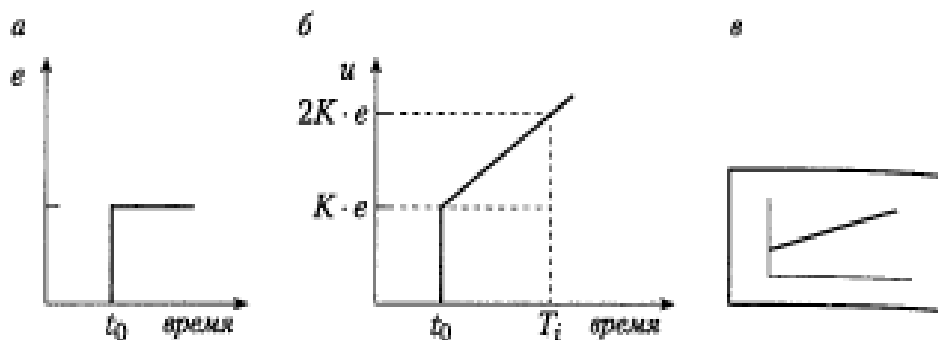


Рис. 1.19 Пропорционально–интегральный (ПИ) регулятор [3]

В обратном случае, чем больше время, в течение которого фактическое значение больше заданного, тем быстрее происходит спад сигнала и тем быстрее он приближается к заданному значению.

В установившемся режиме в интеграторе содержится величина мощности, необходимой для поддержания заданного значения X . Время, необходимое для достижения установившегося значения в интеграторе, достаточно велико, поэтому пропорционально–интегральное регулирование используется в тех случаях, когда имеют место достаточно медленно изменяющиеся процессы. В случае резких внешних изменений или изменения внутренних факторов системы необходимо компенсировать эти изменения. Для ускорения реакции системы на внешние условия и изменение задания вводят дифференциальную составляющую. Чем быстрее растет ошибка e , тем быстрее растет производная от ошибки, т.е. увеличивается выходной сигнал. Подобрать K , T_i , T_d можно оптимизировать качество работы регулятора: уменьшить время выхода на задание, снизить влияние внешних возмущений, уменьшить отклонение от задания. При очень большом T_i регулятор очень медленно выводит систему на задание. При малом T_i происходит перерегулирование, т.е. регулируемый параметр проскакивает задание, а затем сходится к нему. Таким образом, величина рассогласования сначала подвергается сначала интегрированию, затем дифференцированию, а выходная величина ПИД–регулятора получается суммированием трех слагаемых с соответствующими весовыми коэффициентами.

Существует также ряд структур, схемотехнически взаимосвязанных с ПИД – регуляторами. Если фильтр низких частот соединить с ПИД – регулятором или два ПИ – регулятора соединить каскадно, получается так называемый ПИ²– регулятор. Основная функция ФНЧ – гашение высокочастотных составляющих колебаний, а в механических системах – гашение возникающих резонансных колебаний.

ПИД – регуляторы могут быть созданы по аналоговой технологии на базе операционных усилителей, или как цифровые устройства на базе микропроцессоров. Если первоначально регулятор строится на базе аналогового описания, а затем заменяется дискретной моделью, при достаточно малых интервалах

выборки производные заменяются конечными разностями, а интегралы – конечными суммами.

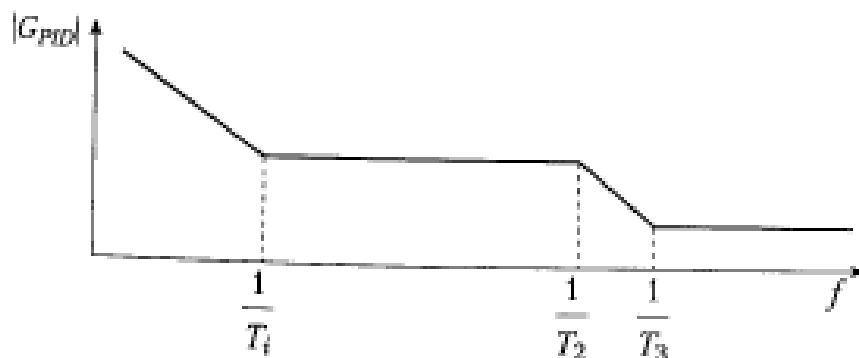


Рис. 1.20 Логарифмическая частотная характеристика ПИ² – регулятора [3]

При применении ПИД-регуляторов для каждого конкретного объекта необходимо настраивать от одного до трех коэффициентов. Существует ряд методик настройки, по которым определяются постоянные интегрирования, дифференцирования, угол наклона кривой разгона и коэффициент усиления: настройка по реакции на входной скачок, настройка по методу максимального коэффициента усиления, настройка по процессу регулирования по двухпозиционному закону.

Основная причина широкого распространения ПИД – регуляторов заключается в том, что большинство реальных процессов можно описать уравнениями не более чем второго порядка. Однако ПИД-регулятор не подходит для управления процессами, в которых существенную роль играют такие факторы, как временные задержки, колебательный характер динамики системы, изменения параметров, несколько входов и выходов.

Задержки могут быть связаны с протяженным характером систем, наличием времени для обработки измеренных значений величин, которые служат входными величинами регуляторов, и т.д. В этом случае информация поступает на вход регулятора позже, чем это было необходимо (входной процесс уже изменился).

2. Основы теории автоматического управления

2.1. Структурные схемы САУ

Структурной схемой в теории автоматического управления называют графическое изображение математической модели автоматической системы управления в виде соединений звеньев. Звено на структурной схеме условно обозначают в виде прямоугольника с указанием входных и выходных величин, а также передаточной функции внутри него. Структурную схему широко используют на практике при исследовании и проектировании автоматических

систем управления, т.к. она дает наглядное представление о связях между звеньями, о прохождении и преобразовании сигналов в системе.

При математическом описании автоматическую систему обычно изображают в виде блок – схемы и для каждого «блока» записывают уравнения, исходя из физических законов, которым подчиняются процессы в нем. Все преобразования, необходимые для получения уравнений и передаточных функций системы, проще и нагляднее проводить по структурной схеме.

Основные правила преобразования структурных схем.

1. *Последовательное соединение звеньев.* При последовательном соединении выходная величина каждого предшествующего звена является входным воздействием последующего звена. При преобразовании структурных схем цепочку из последовательно соединенных звеньев можно заменить одним звеном с передаточной функцией $W(s)$, равной произведению передаточных функций отдельных звеньев [1,4,18]:

$$W(s) = \prod_{i=1}^n W_i(s) \quad (2.1)$$

С учетом того, что уравнения прохождения сигнала в отдельных звеньях записываются как $y_1 = W_1 y_0$, $y_2 = W_2 y_1$, ..., $y_n = W_n y_{n-1}$, исключая из этих уравнений переменные $y_1, y_2, \dots, y_{n-1}$, можно получить уравнение:

$$y_n = W_1 \cdot W_2 \cdot \dots \cdot W_{n-1} \cdot y_0 \quad (2.2)$$

из которого следует уравнение (2.1).

2. *Параллельное соединение звеньев.* При параллельном соединении на вход всех звеньев подается один и тот же сигнал, а выходные величины складываются. Цепь из параллельно соединенных звеньев можно заменить одним звеном с передаточной функцией $W(s)$, равной сумме передаточных функций входящих в нее звеньев [1,18]:

$$W(s) = \sum_{i=1}^n W_i(s) \quad (2.3)$$

3. *Звено, охваченное обратной связью* (рис. 2.1). Принято считать, что звено охвачено обратной связью, если его выходной сигнал через какое – либо другое звено подается на вход. При этом если сигнал y_l вычитается из входного воздействия, то обратную связь называют отрицательной, а если сигнал обратной связи складывается с входным воздействием, то обратную связь называют положительной.

Передаточная функция W_a замкнутой цепи с отрицательной обратной связью — звена, охваченного отрицательной обратной связью — равна передаточ-

ной функции прямой цепи, деленной на единицу плюс передаточная функция разомкнутой цепи:

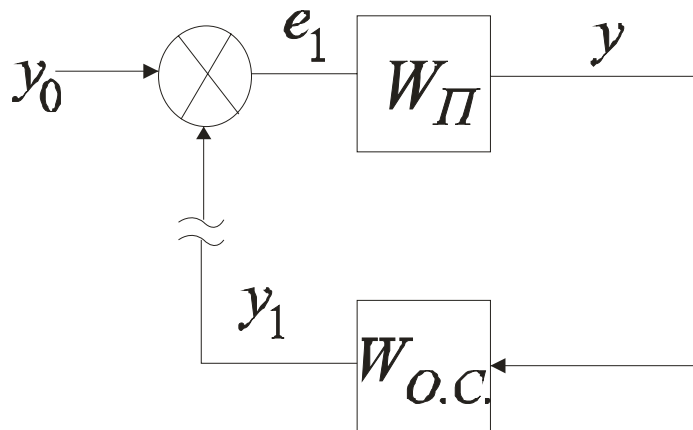


Рис. 2.1 Принцип расчета передаточной функции цепи, охваченной обратной связью [1]

$$W_a = \frac{W_{\Pi}}{1 + W} \quad (2.4).$$

Передаточная функция разомкнутой цепи равна произведению передаточной функции прямой цепи и передаточной функции обратной связи, т.е.:

$$W_z = W_{\Pi} \cdot W_{О.С.} \quad (2.5).$$

Передаточная функция замкнутой цепи с положительной обратной связью равна передаточной функции прямой цепи, деленной на единицу минус передаточная функция разомкнутой цепи:

$$W_z = \frac{W_{\Pi}}{1 - W} \quad (2.6).$$

При преобразовании структурных схем возникает необходимость переноса и перестановки сумматоров и узлов. При этом в структурные схемы вносятся определенные изменения.

4. Перенос сумматора. При переносе сумматора по ходу сигнала необходимо добавить звено с передаточной функцией, равной передаточной функции звена через которое переносится сумматор.

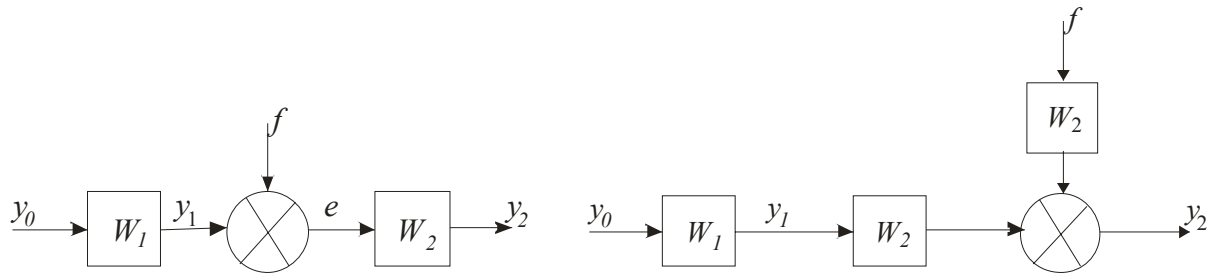


Рис. 2.2 Преобразование схемы при переносе сумматора [1,18]

В самом деле, с учетом того, что при последовательном соединении передаточные характеристики перемножаются, выходной сигнал y_2 равен:

$$y_2 = (y_1 + f) \cdot w_2 \quad (2.7)$$

При переносе сумматора выходной сигнал равен:

$$y_2 = (y_1 \cdot w_2 + f \cdot w_2) = (y_1 + f) \cdot w_2 \quad (2.8)$$

Как видно, из (2.7) и (2.8), правые части уравнений совпадают, т.е. при переносе сумматора для сохранения выходного сигнала необходимо добавление еще одного звена с передаточной функцией, равной W_2 .

Если сумматор переносится против хода сигнала, то добавляется звено с передаточной функцией, равной обратной передаточной функции звена, через которое переносится узел (рис. 2.3.).

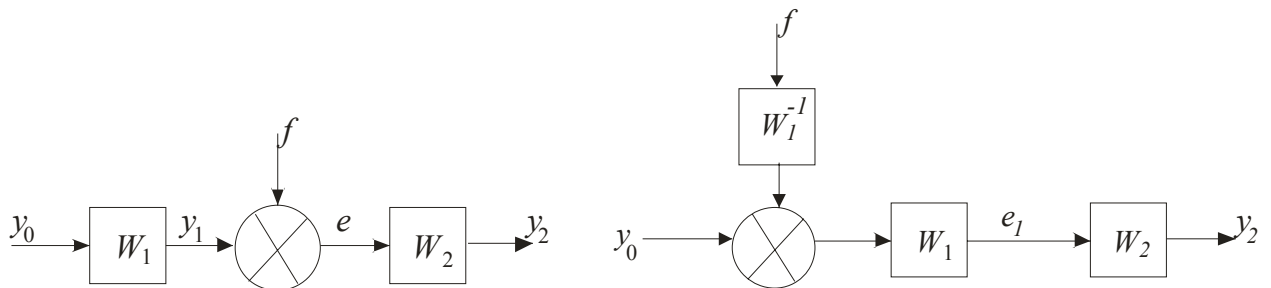


Рис. 2.3 Преобразование при переносе сумматора против сигнала [1]

5. Перенос узла. При переносе узла также необходимо добавить звено. Если узел переносится по ходу сигнала, то добавляется звено с передаточной функцией, равной обратной передаточной функции звена, через которое переносится узел. Если узел переносится против хода сигнала, то добавляется звено с передаточной функцией, равной передаточной функции звена, через которое переносится узел.

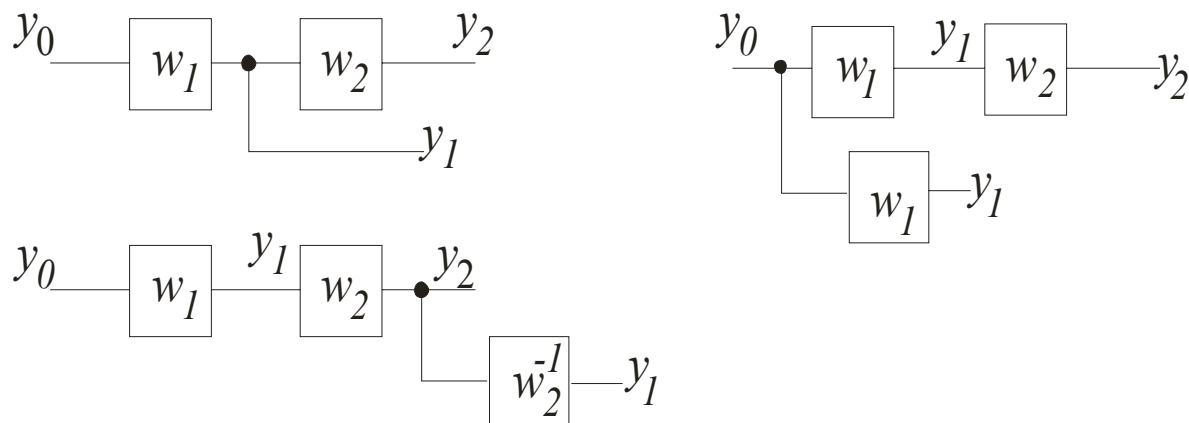


Рис. 2.4 Преобразование при переносе узлов [1,4]

6. *Перестановка узлов и сумматоров.* Узлы можно переставлять местами. Точно так же можно переставлять сумматоры, не добавляя звена. При переносе узла через сумматор, а также при перестановке сумматоров возникают неэквивалентные участки линии связи.

Вычисление передаточной функции одноконтурной системы. Замкнутую систему (структурную схему) называют одноконтурной, если при ее размыкании в какой-либо точке получается цепочка из последовательно соединенных звеньев или цепь, не содержащая параллельных и оборванных связей.

Рассмотрим одноконтурную систему, приведенную на рис 2.5.

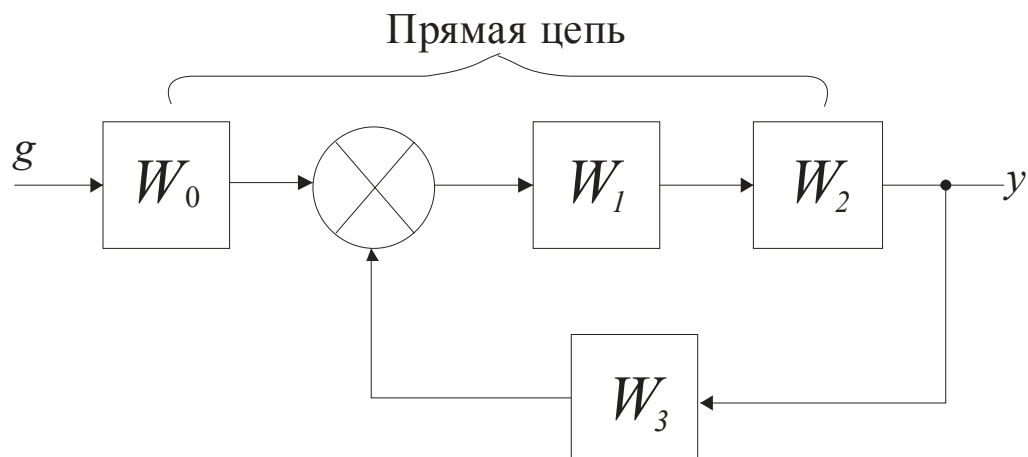


Рис. 2.5 Схема одноконтурной системы [1]

Найдем передаточную функцию по входу g и выходу y . Участок по ходу сигнала от точки приложения входного воздействия до точки съема выходного сигнала называется прямой цепью, а цепь из последовательно соединенных звеньев, входящих в замкнутый контур, – разомкнутой цепью. Для данного случая справедливо следующее правило: передаточная функция одноконтурной системы с отрицательной (положительной) обратной связью равна передаточ-

ной функции прямой цепи, деленной на единицу плюс (минус) передаточная функция разомкнутой цепи:

$$W_{yg} = \frac{W_0 \cdot W_1 \cdot W_2}{1 \pm W_1 \cdot W_2 \cdot W_3} = \frac{W_{\Pi}}{1 \pm W} \quad (2.9),$$

где W_{Π} – передаточная функция прямой цепи; W – передаточная функция разомкнутой цепи.

Сформулированное правило справедливо для любой одноконтурной системы.

Вычисление передаточной функции многоконтурной системы. Замкнутую систему (структурную схему) называют многоконтурной, если при ее размыкании получается цепь, содержащая параллельные или обратные связи, или, иначе, замкнутую систему называют многоконтурной, если она, помимо главной обратной связи, содержит местные обратные или параллельные связи. Говорят, что многоконтурная система имеет перекрещивающиеся связи, если контур обратной или параллельной связи охватывают участок цепи, содержащий только начало или конец другой цепи обратной или параллельной связи.

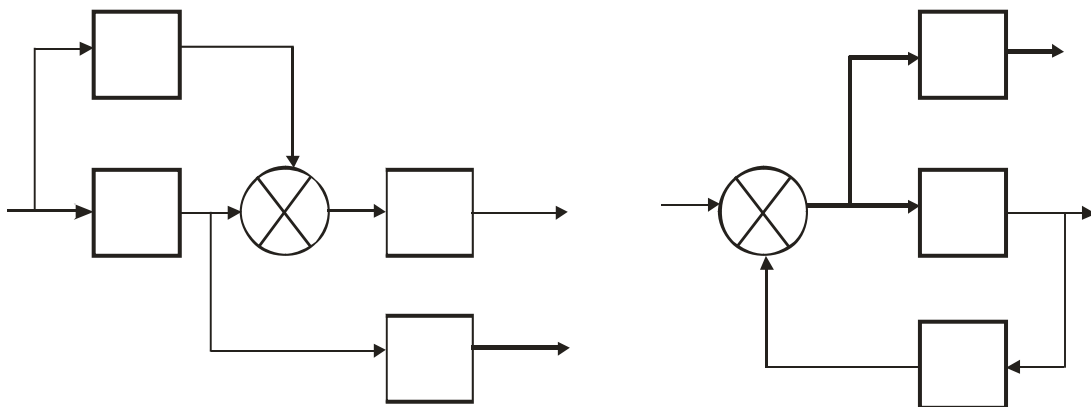


Рис. 2.6 Примеры многоконтурных систем [1]

Для вычисления передаточной функции многоконтурной системы необходимо прежде всего перестановкой и переносом узлов и сумматоров освободиться от перекрещивающихся связей. Затем, используя первые три правила преобразования структурных схем, преобразовать ее в одноконтурную систему, передаточную функцию которой легко вычислить согласно сформулированному выше правилу. Следует иметь в виду, что при преобразовании структурной схемы нельзя переносить сумматор через точку съема выходного сигнала, так как при этом точка съема оказывается на не эквивалентном участке связи.

Для примера найдем передаточные функции системы, приведенной на рис. 2.7.

После замены параллельных звеньев и звена, охваченного обратной связью, эквивалентными звеньями с передаточными функциями $W_{13} = W_1 + W_3$, $W_{24} = W_2 / (1 - W_2 W_4)$, схема приобретает следующий вид (рис. 2.7.).

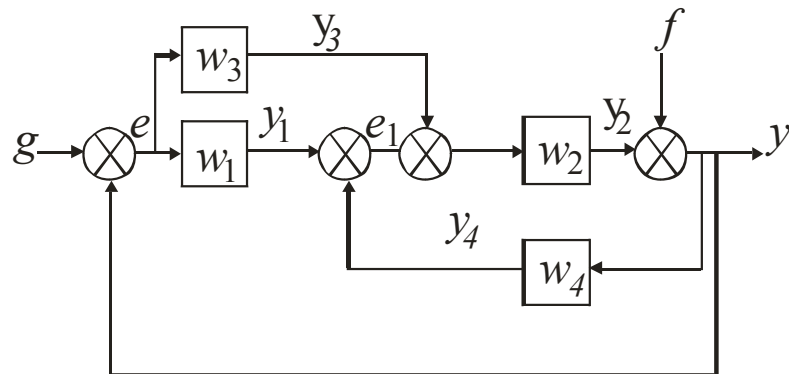


Рис. 2.7 Сложная многоконтурная система [1]

Данную схему можно преобразовать к следующему виду:

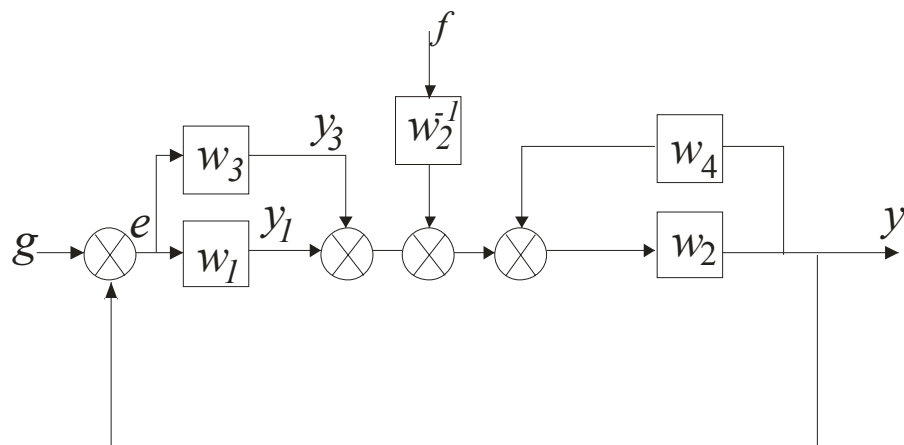


Рис. 2.8 Схема после преобразования [1]

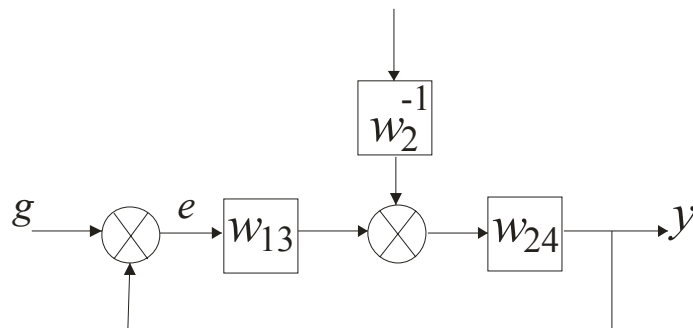


Рис. 2.9 Схема после преобразования параллельных звеньев и звеньев с обратной связью [1]

При вычислении передаточной функции по входному воздействию полагают $f=0$. Согласно правилу вычисления передаточной функции одноконтурных систем имеем:

$$W_{yg} = \frac{W_{13} \cdot W_{24}}{(1 + W_{13} \cdot W_{24})}.$$

При вычислении передаточной функции по входному воздействию f полагают $g=0$. При этом сравнивающее звено становится инвертирующим звеном с передаточной функцией, равной -1 . Инвертирующее звено в замкнутый контур можно не вводить, если суммирующее звено преобразовать в сравнивающее. Поэтому структурную схему можно представить так, как это показано на рис. 2.10.

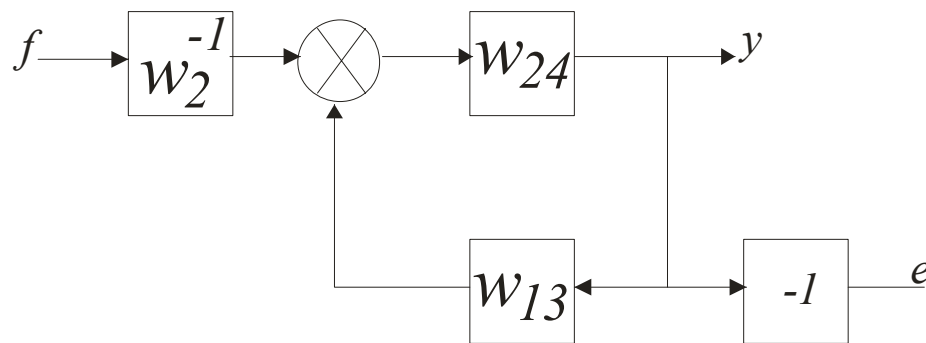


Рис. 2.10 Структурная схема для расчета коэффициента передачи по возмущению

Из этой схемы очевидно:

$$W_{yf} = W_2^{-1} \cdot W_{24} / (1 + W_{24} \cdot W_{13}),$$

$$W_{ef} = -W_2^{-1} \cdot W_{24} / (1 + W_{24} \cdot W_{13}).$$

2.2. Основные характеристики САУ

Для оценки динамических свойств системы и ее звеньев принято исследовать их реакцию на типовые входные воздействия, которые наиболее полно отражают особенности реальных возмущений.

Во – первых, это позволяет сравнивать между собой различные элементы с точки зрения их динамических свойств. Во – вторых, зная реакцию системы на типовые воздействия, можно узнать, каким образом она будет вести себя в случае более сложных входных сигналов.

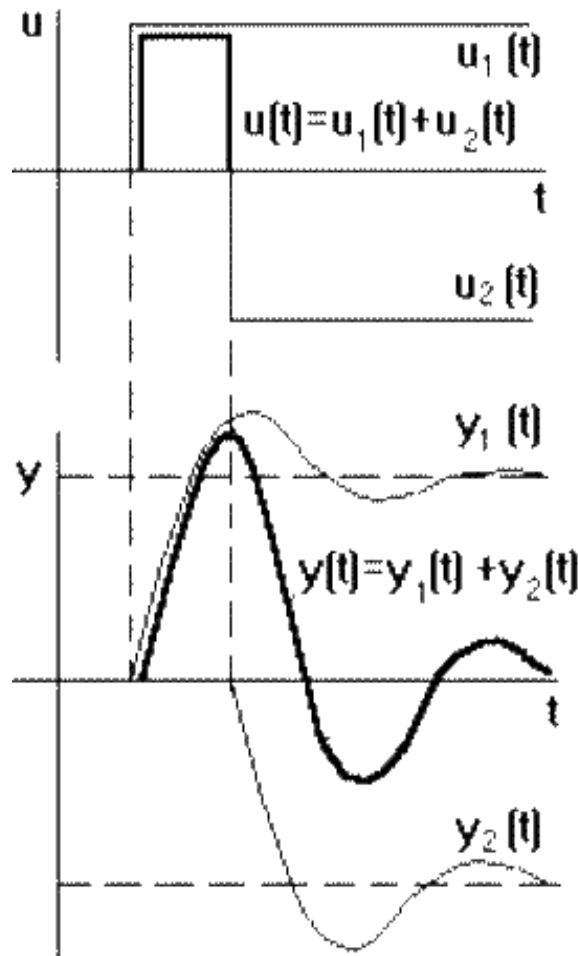


Рис. 2.11 Представление импульсного сигнала в виде суммы двух синусоидальных

Наиболее распространенными типовыми воздействиями являются ступенчатое, импульсное и гармоническое воздействия. Любой сигнал $u(t)$, имеющий сложную форму, можно разложить на сумму простых составляющих, как показано на рис. 2.11, и исследовать реакцию системы на каждую из составляющих. Затем, пользуясь принципом суперпозиции, получить суммирующее значение выходной величины путем суммирования полученных составляющих сигнала $y_i(t)$. Особенно важное значение в ТАУ придают ступенчатому воздействию, которое аналитически может быть записано в виде [1,12,13]:

$$1(t) = \begin{cases} 1, t \geq 0 \\ 0, t < 0 \end{cases} \quad (2.10).$$

Все остальные воздействия могут быть сведены к ступенчатому сигналу. Так, например, реальный импульсный сигнал может быть представлен двумя ступенчатыми сигналами одинаковой величины, но различными по знаку, поданными один за другим через интервал времени Δt (рис. 2.11). Зависимость изменения величины выходного сигнала от времени при подаче на вход уст-

ройства единичного ступенчатого воздействия при нулевых начальных условиях называется переходной характеристикой и обозначается $h(t)$.

Не менее важной является и переходная импульсная характеристика, которая описывает реакцию системы на единичное импульсное воздействие при нулевых начальных условиях (обозначается $\omega(t)$). Переходная и импульсная переходная характеристики называются временными характеристиками системы. Рассмотрим переходные характеристики некоторых звеньев.

Безынерционное (пропорциональное, усилительное) звено. Это звено, для которого в любой момент времени выходная величина пропорциональна входной.

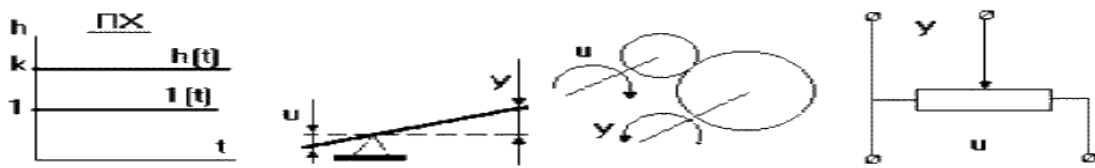


Рис. 2.12 Примеры безынерционных звеньев

Его уравнение:

$$y(t) = k \cdot u(t) \quad (2.11).$$

Передаточная функция:

$$W(p) = k \quad (2.12).$$

Переходная характеристика:

$$h(t) = k \cdot 1(t) \quad (2.13).$$

В ответ на единичное воздействие на входе сигнал мгновенно достигает величины в k раз больше, чем на входе, и сохраняется постоянным. При $k=1$ звено никак себя не проявляет, а при $k=-1$ – инвертирует сигнал. Любое реальное звено обладает определенной инерционностью, но с некоторой долей условности ряд реальных звеньев может рассматриваться как инерционные, например, жесткий механический рычаг, редуктор, потенциометр, усилитель и т.д.

Интегрирующее (астатическое) звено.

Его уравнение [12]

$$y(t) = k \int_0^t u(t) dt \quad (2.14),$$

или

$$\frac{dy}{dt} = ku \quad (2.15).$$

Передаточная функция:

$$W(p) = k/p \quad (2.16),$$

переходная характеристика:

$$h(t) = k \cdot \int_0^t 1(t) dt = k \cdot t \quad (2.17).$$

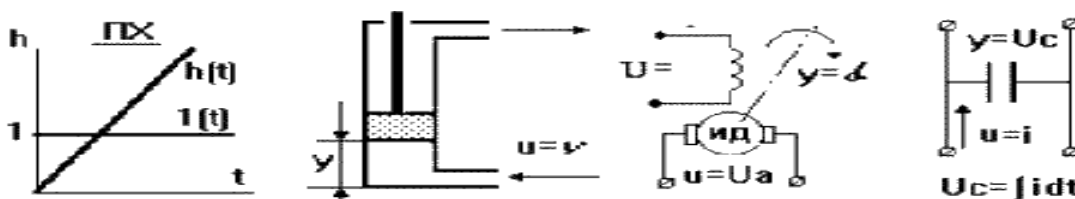


Рис. 2.13 Схемы интегрирующих звеньев [11]

При $k=1$ звено представляет собой «чистый» интегратор, т.е.

$$W(p) = \frac{1}{p} \quad (2.18)$$

Интегрирующее звено неограниченно «накапливает» входное воздействие. Примеры интегрирующих звеньев: конденсатор, электродвигатель, поршневой гидравлический двигатель и т. п. Введение интегрирующего звена в состав САУ делает ее астатической, т.е. устраняет статическую ошибку.

Инерционное звено первого порядка (апериодическое).

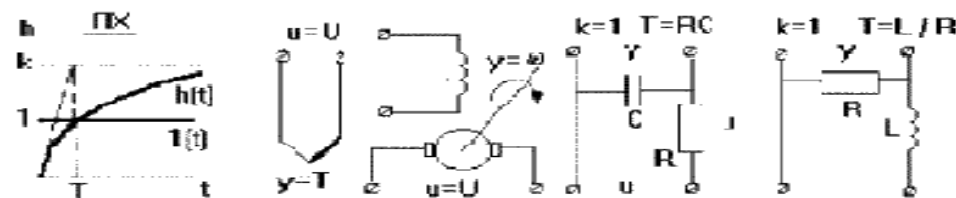


Рис. 2.14 Схемы апериодических звеньев

Уравнение динамики такого звена:

$$T \cdot \frac{dy}{dt} + y = ku \quad (2.19).$$

Передаточная функция такого звена:

$$W = k(1 - e^{t/T}) \quad (2.20).$$

Передаточная характеристика имеет вид экспоненты (рис. 2.15), по которой можно установить коэффициент передачи k , равный установившемуся значению $h(t)$ и постоянную времени T по времени t , соответствующему точке пересечения касательной к кривой в начале координат с ее асимптотой. При достаточно больших T звено на начальном участке может рассматриваться как интегрирующее, а при малых T звено приближенно можно рассматривать как безынерционное. Примеры апериодического звена: термopара, электродвигатель, четырехполюсник из сопротивления и емкости или сопротивления и индуктивности.

Дифференцирующее звено. Различают идеальное и реальное дифференцирующие звенья. Уравнение динамики идеального дифференцирующего звена:

$$y(t) = k \frac{du}{dt} \quad (2.21).$$

При $k=1$ звено осуществляет чистое дифференцирование. Переходная характеристика такого звена равна: $h(t) = k \cdot 1'(t)$. Идеальное дифференцирующее звено на практике реализовать невозможно, т.к. величина всплеска сигнала на входе всегда имеет ограниченное значение. На практике используют реальные дифференцирующие звенья, в которых происходит приближенное дифференцирование сигнала, которое при малых T можно рассматривать как идеально дифференцирующее. Переходная характеристика такого звена :

$$h(t) = k \cdot e^{-t/T} \quad (2.22)$$

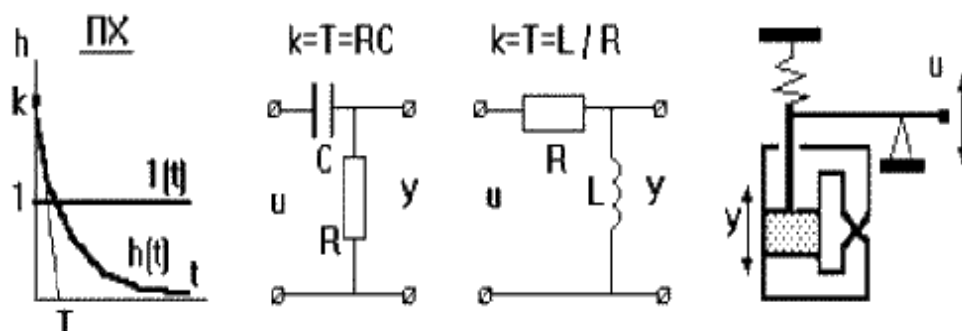


Рис. 2.15 Примеры дифференцирующих звеньев [11]

При подаче на такого звена единичного ступенчатого воздействия выходная величина оказывается ограничена и растянута во времени (рис. 2.15).

По переходной характеристике, имеющей вид экспоненты, можно определить коэффициент передачи k и постоянную времени t . Примерами таких звеньев могут являться четырехполюсник из сопротивления и емкости или сопротивления и индуктивности, демпфер и т.п. Дифференцирующие звенья применяются для улучшения динамических свойств САУ.

Пусть на вход системы подается гармонический сигнал [1]:

$$U(t) = U_m \cdot e^{j\omega t} = U_m \cdot \cos(\omega \cdot t) + j \cdot U_m \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.23).$$

Тогда выходной сигнал записывается как [1]:

$$U(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) + j \cdot U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) = e^{j\omega t} \cdot e^\varphi \quad (2.24).$$

Зависимости, связывающие амплитуду и фазу выходного сигнала с частотой входного сигнала, называются частотными характеристиками системы. Анализ ЧХ системы с целью определения ее динамических характеристик называется частотным анализом.

Пример

Определим передаточную функцию динамического звена по его принципиальной электрической схеме (рис. 2.16).

Решение:

По второму закону Кирхгофа запишем уравнения описывающие схему:

$$\begin{cases} U_{\text{вх}}(t) = U_L(t) + U_C(t) + U_R(t), \\ U_{\text{вых}}(t) = U_R(t). \end{cases}$$

С учетом того, что

$$U_R(t) = i(t)R, \quad U_L(t) = L \frac{di(t)}{dt}, \quad i(t) = C \frac{dU_C(t)}{dt} \rightarrow U_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt,$$

получаем

$$\begin{cases} U_{\text{вх}}(t) = L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + U_{\text{вых}}(t), \\ U_{\text{вых}}(t) = i(t)R. \end{cases}$$

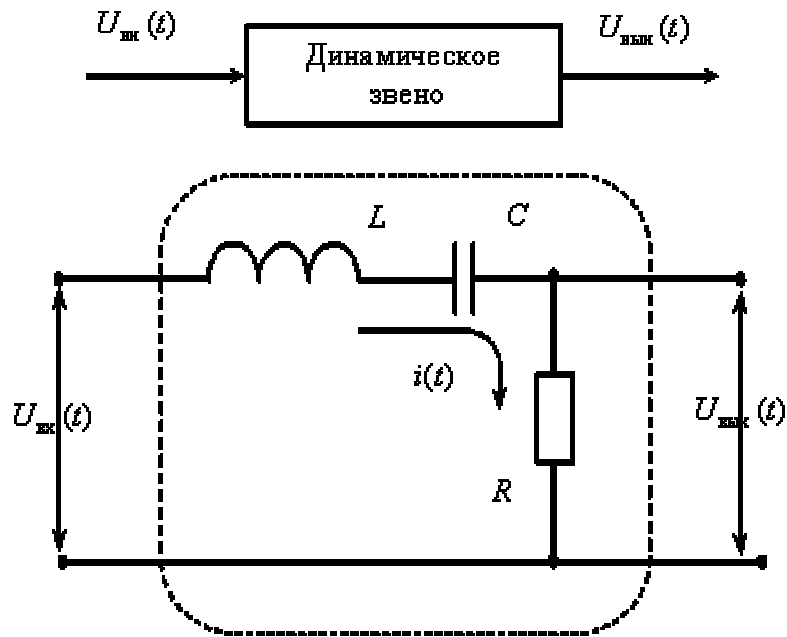


Рис. 2.16 Электрическая схема динамического звена

Получим операторные уравнения

$$\begin{cases} U_{\text{вх}}(s) = LsI(s) + \frac{1}{Cs}I(s) + U_{\text{вых}}(s), \\ U_{\text{вых}}(s) = I(s)R. \end{cases}$$

из второго уравнения выразим значение изображения тока:

$$I(s) = \frac{1}{R}U_{\text{вых}}(s).$$

Подставим полученное выражение в первое уравнение системы

$$U_{\text{вх}}(s) = \frac{L}{R}sU_{\text{вых}}(s) + \frac{1}{RCs}U_{\text{вых}}(s) + U_{\text{вых}}(s) = \frac{LCs^2 + CRs + 1}{CRs}U_{\text{вых}}(s).$$

В итоге получаем искомую передаточную функцию:

$$W(s) = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{CRs}{LCs^2 + CRs + 1}.$$

2.3. Частотные методы оценки устойчивости САУ

Частотные критерии устойчивости позволяют судить об устойчивости САУ по виду их частотных характеристик. Эти критерии являются графоанали-

тическими и получили широкое распространение, поскольку позволяют сравнительно легко исследовать устойчивость систем высокого порядка, а также имеют простую геометрическую интерпретацию и наглядность.

Принцип аргумента. В основе частотных критериев устойчивости лежит следствие из известного в теории функции комплексного переменного принципа аргумента, который кратко излагается ниже.

Пусть дан некоторый полином n -й степени $D(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n$. Этот полином в соответствии с теоремой Безу можно представить в виде $D(s) = a_0 (s - s_1)(s - s_2) \dots (s - s_n)$, где $s_i = \alpha_i + j\omega_i$ – корни уравнения $D(s) = 0$.

На комплексной плоскости s каждый корень геометрически может быть изображен вектором, проведенным из начала координат к точке s_i (рис. 2.17). Длина такого вектора равна модулю комплексного числа s_i (рис. 2.17, а), а угол, образованный вектором с положительным направлением действительной оси – аргументу или фазе комплексного числа, т.е. $\text{Arg } s_i$.

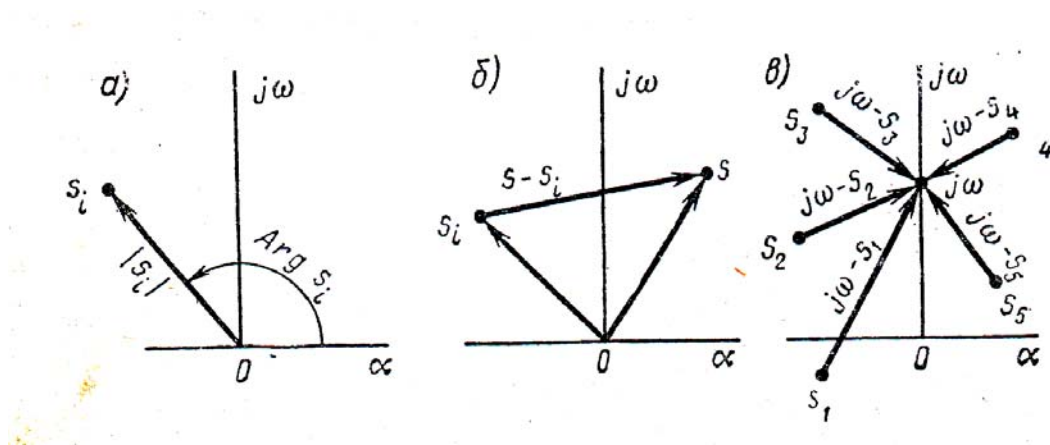


Рис. 2.17. Геометрическая интерпретация решений уравнения $D(s) = 0$

Величины $s - s_i$ геометрически изображаются векторами, проведенными из точки s_i в точку s (рис. 2.17, б). В частном случае при $s = j\omega$ получим [1]:

$$D(j\omega) = a_0 (j\omega - s_1)(j\omega - s_2) \dots (j\omega - s_n) \quad (2.25)$$

Концы элементарных векторов $(j\omega - s_i)$ будут находиться на мнимой оси в точке $s = j\omega$ (рис. 2.17, в).

В (2.25) $D(j\omega)$ представляет собой вектор, равный произведению элементарных векторов $(j\omega - s_i)$ и действительного числа a_0 . Модуль этого вектора равен:

$$|D(j\omega)| = a_0 |j\omega - s_1| |j\omega - s_2| \dots |j\omega - s_n| \quad (2.26)$$

а аргумент или фаза его равна сумме аргументов элементарных векторов:

$$\text{Arg}D(j\omega) = \text{Arg}(j\omega - s_1) + \text{Arg}(j\omega - s_2) + \dots + \text{Arg}(j\omega - s_n) \quad (2.27)$$

Если считать вращение против часовой стрелки положительным, то при изменении ω от $-\infty$ до ∞ каждый элементарный вектор повернется на угол ρ , если его начало, т.е. корень s_i , расположено слева от мнимой оси, и на угол $-\rho$, если корень расположен справа от мнимой оси (рис. 2.18.).

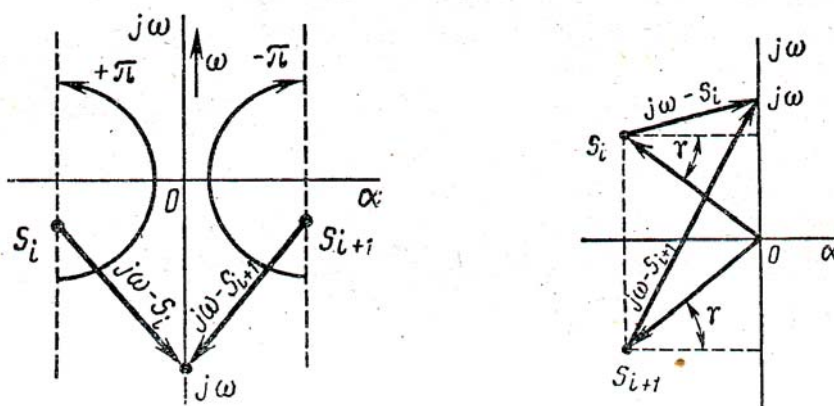


Рис. 2.18 Изменение аргумента векторов при вращении против часовой стрелки [1]

Предположим, что полином $D(s)$ имеет m правых корней и $n-m$ — левых. Тогда при изменении ω от $-\infty$ до ∞ изменение (приращение) аргумента вектора $D(j\omega)$, равное сумме углов поворота векторов $(j\omega - s_i)$, равно:

$$\Delta \text{Arg}D(j\omega) \Big|_{\omega=0}^{\omega=\infty} = \pi(n-2m) \quad (2.28).$$

Отсюда вытекает следующее правило: изменение (приращение) аргумента $D(j\omega)$ при изменении частоты ω от $-\infty$ до ∞ равно разности между числом левых и правых корней уравнения $D(s)=0$, умноженной на π .

Очевидно, что при изменении частоты от 0 до ∞ изменение аргумента вектора $D(j\omega)$ будет вдвое меньше:

$$\Delta \text{Arg}D(j\omega) \Big|_{\omega=0}^{\omega=\infty} = (\pi/2) \cdot (n-2m) \quad (2.29).$$

Каждый из векторов $(j\omega - s_i)$, соответствующих вещественным корням, повернется теперь на угол $\pi/2$ или $-\pi/2$.

В основу всех частотных критериев устойчивости положено уравнение (2.27), определяющее приращение аргумента $D(j\omega)$ при изменении ω от $-\infty$ до ∞ или при изменении ω от 0 до ∞ .

Критерий устойчивости Михайлова. Данный критерий является, по существу, геометрической интерпретацией принципа аргумента и позволяет судить

об устойчивости системы на основании рассмотрения некоторой кривой, называемой кривой Михайлова.

Пусть дано характеристическое уравнение системы. Левую часть характеристического уравнения называют характеристическим полиномом

$$D(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n \quad (2.30).$$

Если подставить в этот полином чисто мнимое значение $s=j\omega$, то получается комплексный полином:

$$D(j\omega) = a_0 (j\omega)^n + a_1 (j\omega)^{n-1} + \dots + a_n = X(\omega) + jY(\omega) = D(\omega)e^{j\Psi(\omega)} \quad (2.31),$$

где

$$\left. \begin{aligned} X(\omega) &= a_n - a_{n-2}\omega^2 + a_{n-4}\omega^4 - \dots \\ Y(\omega) &= \omega(a_{n-1} - a_{n-3}\omega^2 + a_{n-5}\omega^4 - \dots) \end{aligned} \right\} \quad (2.32).$$

Называют соответственно вещественной и мнимой функциями Михайлова; функции $D(\omega)$ и $Y(\omega)$ представляют собой модуль и фазу (аргумент) вектора $D(j\omega)$.

При изменении частоты вектор $D(j\omega)$, изменяясь по величине и направлению, будет описывать своим концом в комплексной плоскости некоторую кривую, называемую кривой (годографом) Михайлова.

В соответствии с (2.31) угол поворота вектора $D(j\omega)$ вокруг начала координат при изменении частоты от 0 до ∞ равен:

$$\Delta \text{Arg} D(j\omega) \Big|_{\omega=0}^{\omega=\infty} = \frac{\pi}{2} (n - 2m) \quad (2.33),$$

откуда может быть определено число правых корней полинома $D(s)$, т.е.

$$m = \frac{(\pi n / 2) - \Delta \text{Arg} D(j\omega) \Big|_0^{\omega=\infty}}{2} \quad (2.34).$$

Из (2.34) видно, что число правых корней m будет равно нулю при одном-единственном условии

$$\Delta \text{Arg} D(j\omega) \Big|_{\omega=0}^{\omega=\infty} = \frac{\pi n}{2} \quad (2.35).$$

Условие (2.35) является необходимым, но недостаточным условием устойчивости. Для устойчивости системы необходимо и достаточно, чтобы все n корней характеристического уравнения были левыми; иначе говоря, среди них

не должно быть корней, лежащих на мнимой оси и обращающих в нуль комплексный полином $D(j\omega)$, т.е. должно выполняться еще одно условие:

$$D(j\omega) \neq 0 \quad (2.36).$$

Формулы (2.35) и (2.36) представляют собой математическое выражение критерия устойчивости Михайлова [1, 11, 12]: для того, чтобы САУ была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы вектор кривой Михайлова $D(j\omega)$ при изменении ω от 0 до ∞ повернулся, нигде не обращаясь в нуль, вокруг начала координат против часовой стрелки на угол $n\pi/2$, где n – порядок характеристического уравнения.

Для устойчивых систем кривая Михайлова начинается с нулевой частоты на вещественной положительной полуоси, поскольку при $a_0 > 0$ все коэффициенты характеристического уравнения положительны и $D(0) = a_n > 0$. Кроме того, для устойчивых систем, описываемых обыкновенными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами, фаза (аргумент) $\gamma(\omega)$ с ростом ω должна возрастать монотонно, т.е. вектор $D(j\omega)$ должен поворачиваться только против часовой стрелки, поскольку с ростом частоты монотонно возрастают имеющие одинаковые (положительные) знаки фазы элементарных векторов $(j\omega_i - s_i)$, являющиеся слагаемыми фазы вектора $D(j\omega)$.

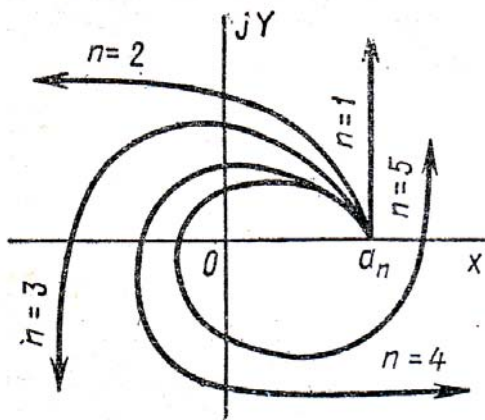


Рис. 2.19 Типичный вид кривых Михайлова для устойчивых систем

Учитывая сказанное выше, критерий устойчивости Михайлова также можно сформулировать следующим образом: для того чтобы САУ была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы кривая (годограф) Михайлова при изменении частоты ω от 0 до ∞ , начинаясь при $\omega=0$ на вещественной положительной полуоси, обходила только против часовой стрелки последовательно n квадрантов координатной плоскости, где n – порядок характеристического уравнения.

На рис. 2.19 показаны типичные кривые Михайлова для устойчивых систем, описываемых уравнениями с первого ($n=1$) по пятый ($n=5$) порядки.

На рис. 2.20 показаны кривые Михайлова для неустойчивых и нейтральных систем.

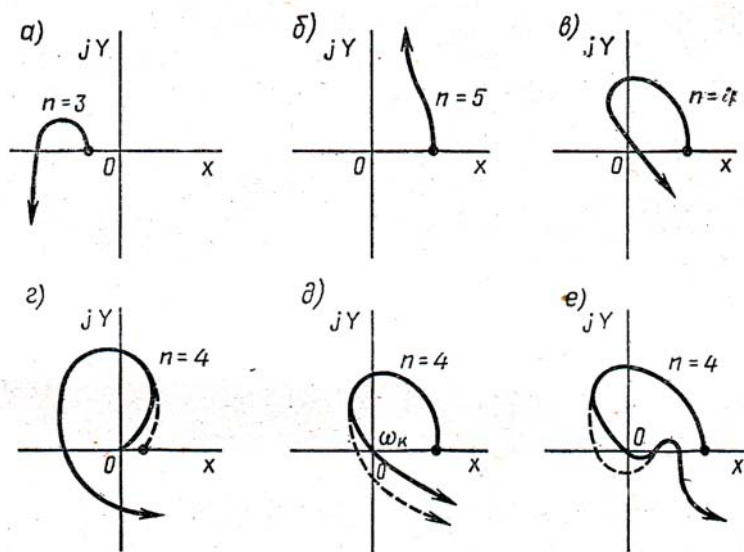


Рис. 2.20 Кривые Михайлова для неустойчивых систем [1,11]

Критерий устойчивости Найквиста. Этот частотный критерий устойчивости, разработанный в 1932 г. американским ученым Г. Найквистом, позволяет судить об устойчивости замкнутой системы по виду амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы.

Пусть передаточная функция разомкнутой системы:

$$W(s) = \frac{R(s)}{Q(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n} \quad (2.37).$$

Подставляя в (2.37) $j\omega$, получают частотную передаточную функцию разомкнутой системы:

$$W(j\omega) = \frac{b_0 (j\omega)^m + b_1 (j\omega)^{m-1} + \dots + b_m}{c_0 (j\omega)^n + c_1 (j\omega)^{n-1} + \dots + c_n} = U(\omega) + jV(\omega) = Ae^{j\psi(\omega)} \quad (2.38),$$

где $U(\omega)$ и $V(\omega)$ – действительная и мнимая часть частотной передаточной функции соответственно; модуль $A(\omega)$ и фаза $\psi(\omega)$ частотной передаточной функции равны $A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)}$; $\psi(\omega) = \text{Arctg} \frac{V(\omega)}{U(\omega)}$.

Если изменять частот от $-\infty$ до ∞ , то вектор $W(\omega)$ будет меняться по величине и фазе. Кривую, описываемую концом этого вектора в комплексной плоскости, называют амплитудно-фазовой характеристикой разомкнутой системы.

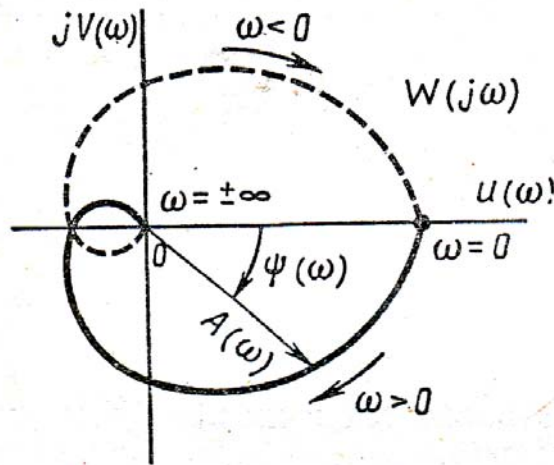


Рис. 2.21 Амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы

Обычно вычерчивают только часть амплитудно-фазовой характеристики, соответствующую положительным частотам $\omega > 0$, а ветвь этой характеристики, соответствующая отрицательным частотам $\omega < 0$, может быть найдена как ее зеркальное отражение. При анализу устойчивости по Найквисту вводят вспомогательную функцию:

$$\varphi(s) = 1 + W(s) = 1 + \frac{R(s)}{Q(s)} = \frac{[Q(s) + R(s)]}{Q(s)} = \frac{D(s)}{Q(s)} \quad (2.39).$$

где $D(s)$ — характеристический полином замкнутой системы;
 $Q(s) = c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n$ — характеристический полином разомкнутой системы;
 $R(s) = b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m$ — полином степени m .

Подставляя в (2.39) $s = j\omega$, получим:

$$\varphi(j\omega) = 1 + W(j\omega) = \frac{[Q(j\omega) + R(j\omega)]}{Q(j\omega)} = \frac{D(j\omega)}{Q(j\omega)} \quad (2.40).$$

Пусть характеристическое уравнение замкнутой системы $D(s) = 0$ имеет m правых корней и $n - m$ левых корней, а характеристическое уравнение разомкнутой системы $Q(s)$ имеет l правых корней и $n - l$ левых корней. При изменении частоты от $-\infty$ до ∞ изменение угла поворота вектора $\varphi(j\omega)$ на основе принципа аргумента равно:

$$\Delta \text{Arg} \varphi(j\omega) = 2\pi(l - m) \quad (2.41).$$

Для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы все корни ее характеристического уравнения были левыми, т.е. $m = 0$. Отсюда сум-

марный поворот вектора $\varphi(j\omega)$ устойчивой системы вокруг начала координат должен быть равен:

$$\Delta \text{Arg} \varphi(j\omega) \Big|_{\omega=-\infty}^{\omega=\infty} = 2\pi l \quad (2.42),$$

где l – число правых корней характеристического уравнения разомкнутой системы.

Обычно рассматривают только положительные частоты $\omega > 0$, в этом случае угол поворота вектора $\varphi(j\omega)$ будет вдвое меньше, т.е.:

$$\Delta \text{Arg} \varphi(j\omega) \Big|_{\omega=0}^{\omega=\infty} = \pi l \quad (2.43).$$

Таким образом, если разомкнутая система является неустойчивой и имеет l правых корней, то замкнутая система будет устойчива тогда и только тогда, когда амплитудно–фазовая характеристика вспомогательной функции $\varphi(j\omega)$ при изменении частоты от 0 до ∞ охватывает начало координат в положительном направлении $l/2$ раз.

На основании сказанного вытекает следующая формулировка критерия устойчивости Найквиста: если разомкнутая система автоматического управления неустойчива, то, для того, чтобы замкнутая система автоматического управления была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы амплитудно–фазовая характеристика разомкнутой системы $W(j\omega)$ при изменении частоты ω от 0 до ∞ охватывала точку $(-1, j0)$ в положительном направлении $l/2$ раз, где l – число правых корней характеристического уравнения разомкнутой системы.

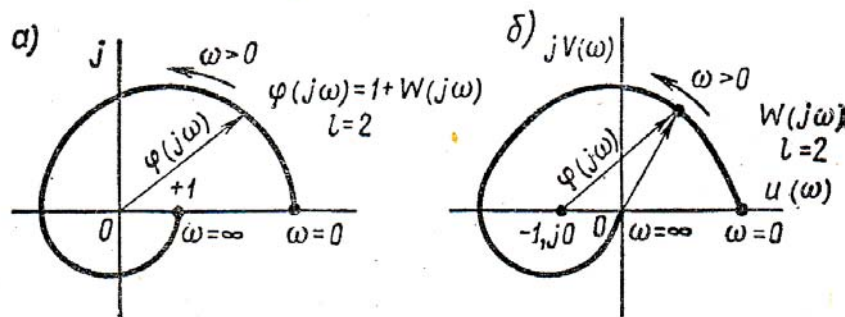


Рис. 2.22 Амплитудно – фазовая характеристика замкнутой устойчивой системы

На рис. 2.22, а показан амплитудно–фазовая характеристика $\varphi(j\omega)$, а на рис. 2.22, б – амплитудно–фазовая характеристика $W(j\omega)$, соответствующие устойчивой замкнутой системе, которая в разомкнутом состоянии была неустойчива и имела число правых корней $l=2$.

При сложной форме характеристики $W(j\omega)$ могут возникнуть затруднения при определении числа ее оборотов вокруг критической точки $(-1, j0)$. В этом случае для суждения об устойчивости удобно применять «правило переходов», предложенное Я. З. Цыпкиным. С использованием данного правила критерий Найквиста может быть сформулирован так: если разомкнутая система автоматического управления неустойчива, то для того, чтобы замкнутая система автоматического управления была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы разность между числом положительных и отрицательных переходов амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы $W(j\omega)$ через отрезок вещественной оси $(-\infty, -1)$ при изменении частоты ω от 0 до ∞ была равна $l/2$, где l – число правых корней характеристического уравнения разомкнутой системы.

Если САУ в разомкнутом состоянии устойчива, т.е. $l=0$, то приращение аргумента вектора $\varphi(j\omega)$ равно нулю:

$$\Delta \text{Arg} \varphi(j\omega) \Big|_{\omega=-\infty}^{\omega=\infty} = 2\pi l = 0 \quad (2.44).$$

Это означает, что для устойчивости замкнутой системы необходимо, чтобы амплитудно-фазовая характеристика $\varphi(j\omega)$ не охватывала начало координат, а амплитудно-фазовая характеристика $W(j\omega)$ не охватывала точку с координатами $(-1, j0)$.

Таким образом, для этого наиболее часто встречающегося на практике случая получаем следующую формулировку критерия Найквиста: если разомкнутая система автоматического управления устойчива, то замкнутая система автоматического управления будет устойчива, если амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы $W(j\omega)$ не охватывает точку $(-1, j0)$.

Амплитудно-фазовые характеристики разомкнутых статических САУ при изменении частоты ω от $-\infty$ до ∞ образуют замкнутый контур. У астатических разомкнутых систем, которые содержат интегрирующие звенья, амплитудно-фазовые характеристики не образуют замкнутого контура. Для таких систем характеристическое уравнение разомкнутой системы может быть записано в виде:

$$Q(s) = s^n Q_1(s) = 0 \quad (2.45),$$

где n – порядок астатизма; $Q_1(s)$ – полином, не имеющий корней, равных нулю.

Частотная передаточная функция разомкнутой, астатической системы, содержащей интегрирующие звенья, равна:

$$W(j\omega) = W(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{R(s)}{s^n Q_1(s)} \Big|_{s=j\omega} = \frac{R(j\omega)}{(j\omega)^n Q_1(j\omega)} \quad (2.46).$$

При $\omega=0$ частотная передаточная функция астатической системы обращается в ∞ , а ее амплитудно–фазовая характеристика претерпевает разрыв. Поэтому в этом случае трудно решить вопрос об устойчивости замкнутой системы, так как неясно, охватывает ли амплитудно–фазовая характеристика $W(j\omega)$ точку $(-1, j0)$.

Векторы $j\omega$ при изменении частоты от $-\infty$ до ∞ изменяют при переходе через начало координат фазовый угол скачком с $-p/2$ до $p/2$, но в каком направлении происходит их поворот в момент перехода через начало координат, сказать невозможно. Чтобы избавиться от этой неопределенности, идя по мнимой оси при изменении частоты ω от $-\infty$ до ∞ , обходят начало координат в плоскости корней справа по полуокружности бесконечно малого радиуса, т.е. считают не $s=0$, а $s = re^{j\nu}$ ($-\frac{\pi}{2} \leq \nu \leq \frac{\pi}{2}$).

Таким образом, для определения устойчивости систем с астатизмом любого порядка n достаточно построить одну ветвь амплитудно–фазовой характеристики разомкнутой системы, соответствующую положительным частотам, дополнить ее дугой $-n\pi/2$ окружности бесконечно малого радиуса и затем применить критерий устойчивости Найквиста.

Например, если разомкнутая астатическая система неустойчива, то замкнутая система будет устойчива, если при изменении частоты ω от 0 до ∞ амплитудно–фазовая характеристика разомкнутой астатической системы $W(j\omega)$, дополненная дугой $-n\pi/2 = -\pi$ бесконечно большого радиуса, всегда охватывает точку $(-1, j0)$ в отрицательном направлении (по часовой стрелке).

На рис. 2.23 приведена амплитудно–фазовая характеристика разомкнутой системы с астатизмом второго порядка, которая после дополнения ее дугой $-\pi/2 = -\pi$ бесконечно большого радиуса не охватывает точку $(-1, j0)$ (число положительных и отрицательных переходов через отрезок $(-\infty, -1)$ равно нулю). Следовательно, замкнутая система будет устойчива.

Одним из достоинств критерия Найквиста является то, что он может быть применен и в тех практически важных случаях, когда неизвестны уравнения некоторых звеньев системы либо даже неизвестно уравнение всей разомкнутой системы в целом, но амплитудно–фазовая характеристика разомкнутой системы может быть получена экспериментально. Кроме того, критерий Найквиста позволяет, как это будет показано ниже, довольно просто исследовать устойчивость систем с запаздыванием.

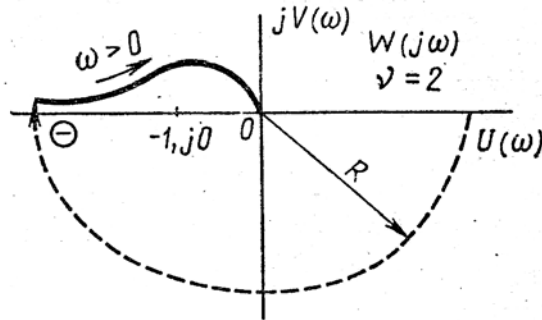


Рис. 3.17

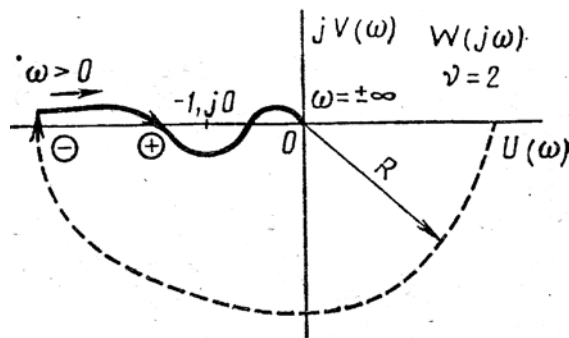


Рис. 2.23 Амплитудно–фазовая характеристика разомкнутой системы

Так как параметры системы определяют обычно приближенно и в процессе работы они могут изменять свое значение, то важна оценка удаления амплитудно–фазовой характеристики разомкнутой системы $W(j\omega)$ от точки $(-1, j0)$. Это удаление определяет запас устойчивости, который характеризуется двумя величинами: запасом устойчивости по фазе и запасом устойчивости по амплитуде.

Запас устойчивости по фазе определяют как величину угла $\varphi = \pi - |\psi(\omega_c)|$ для частоты ω_c , при которой $|W(\omega)_c| = 1$; по амплитуде – как величину отрезка оси абсцисс h , заключенного между критической точкой $(-1, j0)$ и амплитудно–фазовой характеристикой (рис. 2.24).

С ростом коэффициента усиления разомкнутой системы модуль амплитудно–фазовой характеристики растет и при некотором значении коэффициента усиления $K = K_{кр}$, называемого критическим коэффициентом усиления, амплитудно–фазовая характеристика пройдет через точку $(-1, j0)$, т.е. система будет на границе устойчивости. При $K > K_{кр}$ система будет неустойчива.

Однако встречаются системы (с внутренними обратными связями), в которых потеря устойчивости может произойти не только при увеличении коэффициента усиления, но также и при его уменьшении. Этим случаям будут соответствовать так называемые клювообразные амплитудно–фазовые характеристики (рис. 2.25).

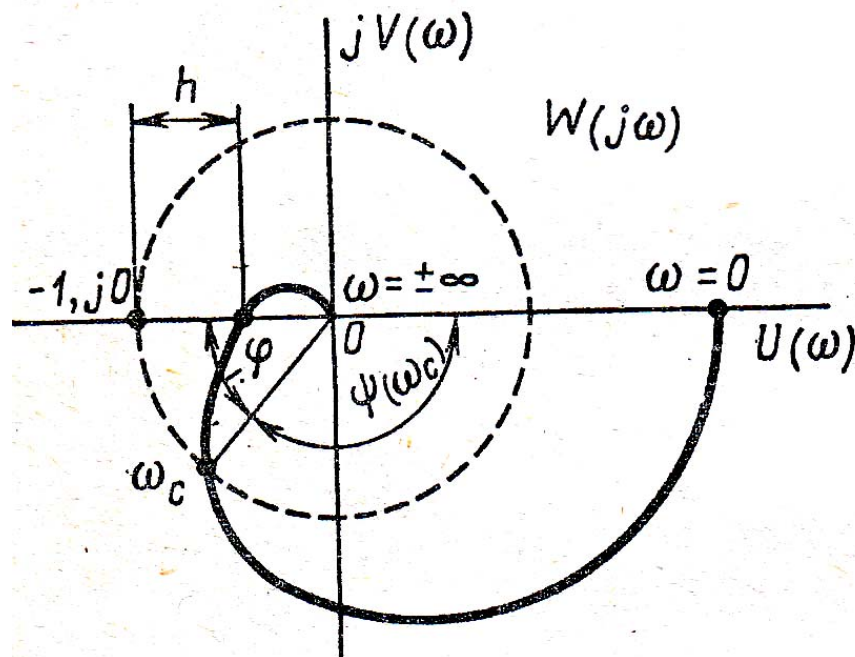


Рис. 2.24 Определение запаса устойчивости по фазе

В этих случаях запас устойчивости по амплитуде определяется величинами двух отрезков h по оси абсцисс, заключенных между критической точкой и амплитудно-фазовой характеристикой.

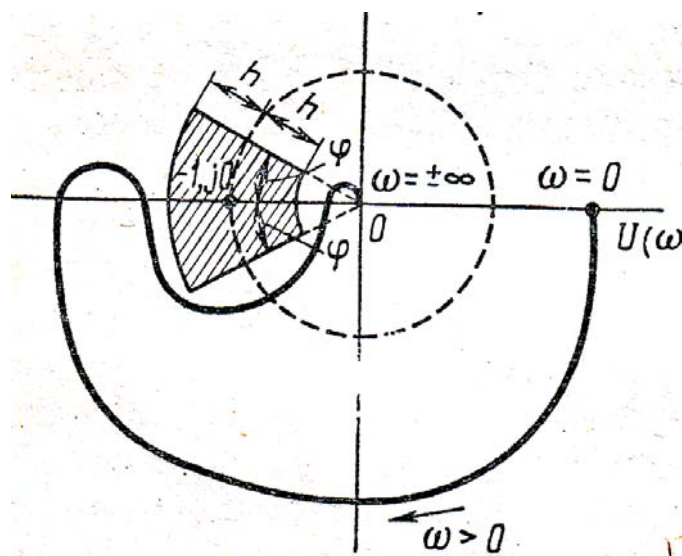


Рис. 2.25 Ключообразные амплитудно-фазовые характеристики

Чтобы система обладала требуемым запасом устойчивости при заданных величинах h и f , около критической точки $(-1, j0)$ вычерчивается некоторая запретная область в виде сектора, ограниченного величинами $\pm h$ и $\pm f$, в которую амплитудно-фазовая характеристика не должна входить (рис. 2.25).

2.4. Методы оценки качества регулирования линейных систем

Устойчивость САУ является необходимым, но не достаточным условием для ее эффективного функционирования. Важное значение имеет *качество управления*, то есть степень удовлетворения совокупности требований к форме кривой переходного процесса, которая определяет пригодность системы для конкретных условий работы.

Для сравнения качества различных САУ исследуется их реакция на типовые воздействия. Обычно это ступенчатая (толчковая) функция, как один из наиболее неблагоприятных видов возмущений. Для систем, работающих с периодическими возмущениями, целесообразно оценивать качество управления при гармоническом воздействии. Все остальные возмущения можно разложить на ступенчатые воздействия с использованием интеграла Дюамеля, либо в ряд Фурье.

Все современные методы анализа качества управления можно разделить на *прямые методы* анализа по кривой переходного процесса или по частотным характеристикам, и *косвенные методы*, позволяющие, не решая дифференциального уравнения, определить некоторые показатели качества процесса управления; к ним, в частности, относятся *корневые, интегральные и частотные методы*.

Корневой метод оценки качества. При гармонических воздействиях качество системы принято оценивать по амплитудно–фазовой, амплитудно–частотной, фазочастотной и логарифмическим частотным характеристикам. Для оценки качества переходного процесса используются следующие величины: показатель колебательности M , резонансная (собственная) частота ω_p , полоса пропускания системы ω_0 , частота среза ω_{cp} , запасы устойчивости по модулю и по фазе.

Показатель колебательности M – это отношение максимального значения амплитудно–частотной характеристики $A_{3max}(\omega)$ к ее значению при $\omega = 0$ [1,2]:

$$M = \frac{A_{3max}(\omega)}{A_3(0)} \quad (2.47).$$

Показатель колебательности характеризует склонность системы к колебаниям. Чем выше M , тем менее качественна система при прочих равных условиях. Считается допустимым, если $1,1 \leq M \leq 1,5$.

Частоту, при которой амплитудно–частотная характеристика разомкнутой САУ имеет максимум, называют резонансной частотой системы. Полоса пропускания системы – это интервал частот от $\omega = 0$ до ω_0 , при котором выполняется условие

$$A_3 \leq 0,707 A_3(0) \quad (2.48),$$

или при $A_3(0) = 1$ величина $A(\omega_0) \leq 0,707$. Полоса пропускания не должна быть слишком широкой, иначе система будет воспроизводить высокочастотные помехи.

Частота среза ω_{cp} – частота при которой амплитудно–частотная характеристика системы принимает значение, равное 1. Эта частота косвенно характеризует длительность переходного процесса. Время регулирования обратно пропорционально частоте среза:

$$t \cong (1 \div 2) \frac{2\pi}{\omega_{cp}} \quad (2.49).$$

Склонность системы к колебаниям характеризуется величинами ее запасов устойчивости по модулю и фазе, определение которых дано в предыдущей лекции. В хорошо демпфированных системах запас устойчивости по амплитуде колеблется в пределах от 6 до 20 дБ, а запас по фазе – от 30 до 60°. Так как рассмотренные выше показатели косвенно определяют быстродействие, перерегулирование и т.п., то их используют и для расчета систем, находящихся под воздействием непериодических возмущений.

Корневые методы оценки качества регулирования. Характер переходного процесса в системе определяют по ее реакции на единичное ступенчатое воздействие. Переходная характеристика $h(t)$ системы может быть вычислена с помощью обратного преобразования Лапласа (по формулам разложения Хевисайда):

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{1}{s}W_{gx}(s)\right] = L^{-1}\frac{P(s)}{sD(s)} \quad (2.50).$$

Если характеристический полином $D(s)$ не имеет кратных корней, то:

$$h(t) = \frac{P(0)}{D(0)} + \sum_{i=1}^n \frac{P(s_i)}{s_i D'(s_i)} e^{s_i t} \quad (2.51),$$

где s_i – корни характеристического полинома замкнутой системы $D(s) = 0$; $D'(s_i) = dD(s)/ds|_{s=s_i}$ – первая производная характеристического полинома $D(s)$ по s при $s=s_i$.

Для приближенной оценки качества переходного процесса в системе нужно на плоскости корней выделить область, в которой располагаются корни ее характеристического уравнения. Чаще всего эту область называют трапецией (рис. 2.26).

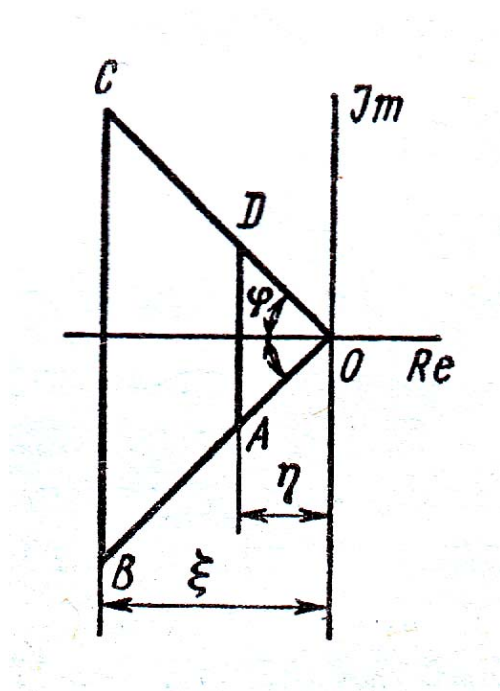


Рис. 2.26 Метод трапеций при оценке качества регулирования [1]

Корни характеристического уравнения располагаются внутри этой трапеции $ABCD$, на ее основаниях и сторонах хотя бы по одному корню, а вне нее – ни одного. Для выделения этой области на плоскости корней вычисляют параметры: степень устойчивости η , колебательность μ и значение вещественной части ξ максимально удаленного корня от мнимой оси.

Степенью устойчивости η называют расстояние от мнимой оси до ближайшего корня или ближайшей пары сопряженных комплексных корней. Степень устойчивости определяет ближайшее к мнимой оси основание трапеции AD .

Пусть общее решение дифференциального уравнения имеет вид:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n C_i e^{s_i t} \quad (2.52),$$

где s_i – корни характеристического уравнения $D(s) = 0$.

Составляющая этого решения, определяемая степенью устойчивости, имеет вид:

$$x_\eta(t) = C_\eta e^{-\eta t} \quad (2.53),$$

в случае, если все корни вещественные, или для случая наличия пары комплексно – сопряженных корней:

$$x_n(t) = C_\eta e^{-\eta t} \sin \beta \cdot t \quad (2.54)$$

В большинстве случаев переходный процесс можно считать закончившимся тогда, когда затухнет составляющая переходного процесса, определяемая степенью устойчивости, т.е. порядок величины времени затухания процесса можно грубо оценить по наиболее медленно затухающей составляющей $x_\eta(t)$. В случае, когда ближайшим к мнимой оси является вещественный корень, можно получить следующую зависимость: $t \approx \frac{1}{\eta} \ln \frac{1}{\Delta}$. В том случае, если ближайшей к мнимой оси является пара комплексных корней, $t \leq \frac{1}{\eta} \ln \frac{1}{\Delta}$.

Колебательностью системы μ называют тангенс угла, образованного отрицательной вещественной полуосью и лучом из начала координат к корню, у которого отношение мнимой части к действительной максимально:

$$\mu = \operatorname{tg} \varphi = (\beta / \alpha)_{\max} \quad (2.55),$$

где β – значение мнимой части корней $D(s)$; α – действительная часть.

При известных параметрах системы можно определять значение колебательности (задача анализа колебательности) или решать обратную задачу – задачу синтеза САУ по заданной колебательности.

Частотные методы оценки качества регулирования. Частотные методы исследования систем управления основаны на привычной для инженеров графическом изображении динамических характеристик системы, поэтому нашли применение при расчетах САУ и позволили разработать ряд удобных инженерных методов анализа и синтеза САУ. Применение частотных методов позволяет определить такие важные показатели качества, как быстродействие, перерегулирование, колебательность процесса.

Если на линейную систему воздействует гармонический сигнал, то и установившееся значение выходного сигнала будет гармоническим:

$$X(j\omega) = W_{gx}(j\omega)G(j\omega) \quad (2.56),$$

где $X(j\omega)$ – изображение выходной величины $x(t)$ по Фурье; $G(j\omega)$ – изображение входной величины $g(t)$ по Фурье; $W_{gx}(j\omega)$ – комплексный коэффициент усиления замкнутой системы.

При воздействии на систему единичной ступенчатой функции $g(t) = 1(t)$ выходная величина, являющаяся переходной характеристикой системы $h(t)$, определяется через вещественную частотную характеристику замкнутой системы:

$$x(t) = h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{P(\omega)}{\omega} \sin \omega t d\omega \quad (2.57),$$

где $P(\omega)$ – вещественная частотная характеристика замкнутой САУ;

или:

$$x(t) = h(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{Q(\omega)}{\omega} \cos \omega t d\omega + P(0) \quad (2.58)$$

где $Q(\omega)$ – мнимая частотная характеристика замкнутой системы.

Определение переходной характеристики по (2.58) и (2.59) является сложной вычислительной задачей и возможно лишь с применением численных методов.

Если на систему действует произвольное возмущение, то переходный процесс определяется по обобщенным вещественной и мнимой характеристикам:

$$\left. \begin{aligned} P_{об}(\omega) &= \operatorname{Re}[W_{gx}(j\omega)G(j\omega)]; \\ Q_{об}(\omega) &= \operatorname{Im}[W_{gx}(j\omega)G(j\omega)] \end{aligned} \right\} \quad (2.59),$$

где $G(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t)e^{-j\omega t} dt$ – изображение входного воздействия $g(t)$ по Фурье.

Частотные характеристики обладают следующими свойствами:

1. Линейность. Данное свойство заключается в следующем: если входное воздействие может быть представлено как сумма ряда других воздействий, то его переходная характеристика равна сумме переходных характеристик составляющих воздействий.

2. Соответствие масштабов по оси абсцисс для $P(\omega)$ и $h(t)$. Если аргумент ω в соответствующем выражении частотной характеристики умножить на постоянное число (рис. 2.27.), то аргумент и в соответствующем выражении переходного процесса будет делиться на это число.

3. Соответствие масштабов по оси ординат для $P(\omega)$ и $h(t)$. Если $P(\omega)$ умножить на постоянное число, то соответствующие значения $h(t)$ тоже умножаются на этот множитель a .

4. Начальное значение вещественной частотной характеристики равно конечному значению переходной характеристики:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} P(\omega) = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t) \quad (2.60).$$

5. Конечное значение вещественной частотной характеристики равно начальному значению оригинала переходной характеристики:

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} P(\omega) = \lim_{t \rightarrow 0} x(t) = \lim_{t \rightarrow 0} h(t) \quad (2.61).$$

Представляют интерес разрывы непрерывности и пики в вещественной частотной характеристике. Предположим, что при $\omega = \omega_1$ вещественная частот-

ная характеристика имеет разрыв непрерывности $P(\omega_1) = \infty$, при этом характеристическое уравнение системы будет иметь мнимый корень $s_i = \pm j\omega_1$, т.е. в системе устанавливаются незатухающие гармонические колебания, если остальные корни левые. Характеристика для этого случая показана на рис. 2.27., а.

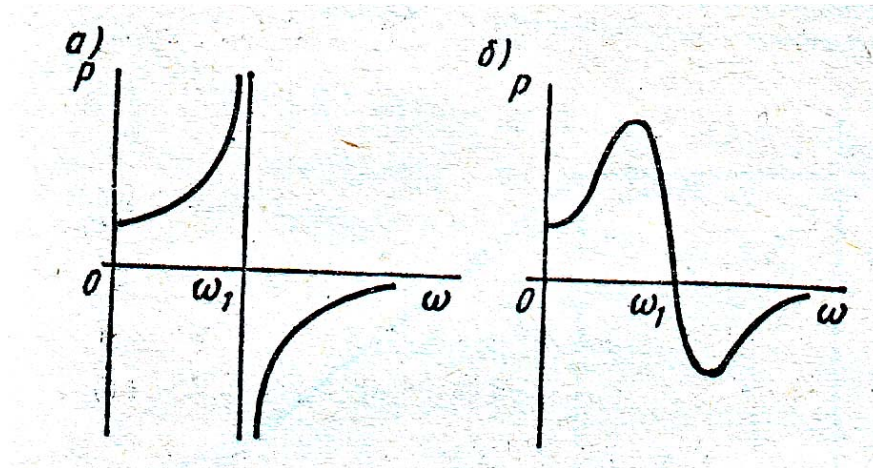


Рис. 2.27 Характеристики $P(\omega)$ при разрыве и плавном переходе через нуль

По – видимому, высокий и острый пик частотной характеристики, за которым $P(\omega)$ переходит через нуль, при частоте, близкой к ω_1 , соответствует медленно затухающим колебаниям (рис. 2.27, б).

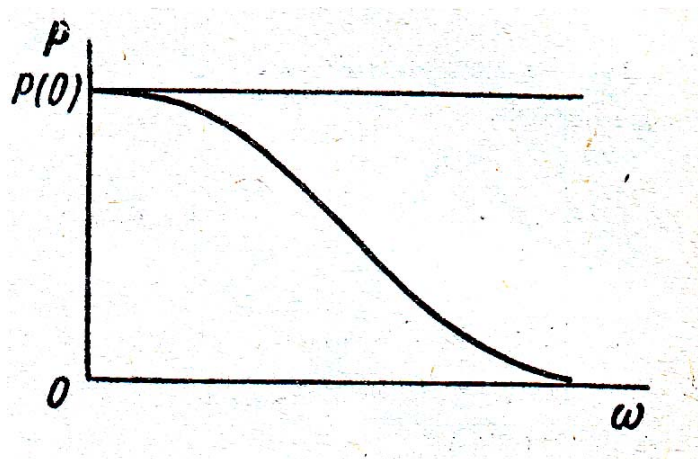


Рис. 2.28 Характеристика системы, в которой перерегулирование не превышает 18 %

6. Чтобы переходная характеристика системы имела перерегулирование, не превышающее 18 %, вещественная характеристика должна быть положительной незатухающей функцией времени (рис. 2.29).

7. Для того, чтобы переходный процесс имел монотонный характер, достаточно, чтобы соответствующая ему вещественная частотная характеристика

$P(\omega)$ была положительной, непрерывной функцией частоты с отрицательной, убывающей по абсолютному значению производной (рис. 2.30)

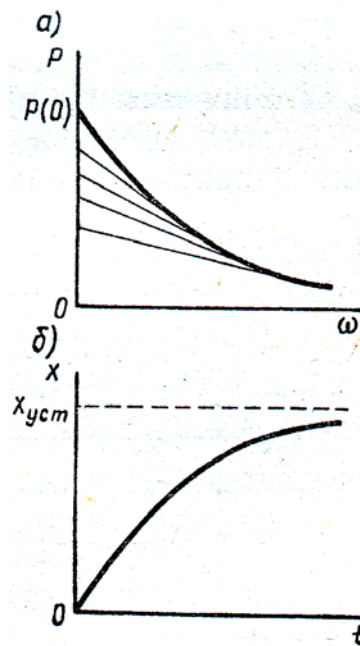


Рис 2.29 Характеристика $P(\omega)$ для монотонного переходного процесса

8. Определение наибольшего значения перерегулирования σ_{max} переходного процесса по максимуму вещественной частотной характеристики $P(\omega)$:

$$\sigma_{max} = [1,18P_{max} - P(0)] / P(0) \quad (2.62),$$

где P_{max} — максимальное значение $P(\omega)$; $P(0)$ — начальное значение $P(\omega = 0)$.

9. Если вещественная частотная характеристика близка к трапециевидальной, т.е. может быть аппроксимирована трапецией с диапазоном частот ω_2 и коэффициентом наклона $\chi = \omega_1 / \omega_2$ (рис. 2.30), то время регулирования переходного процесса системы заключено в пределах

$$\pi / \omega_2 < t_p < 4\pi / \omega_2 \quad (2.63).$$

Если вещественная частотная характеристика $P(\omega)$ имеет максимум P_{max} , то перерегулирование и время регулирования определяют по кривым, представленным на рис. 2.30 в зависимости от соотношения $P_{max} / P(0)$ и заключается в пределах $3\pi / \omega_2 < t_p < 8\pi / \omega_2$.

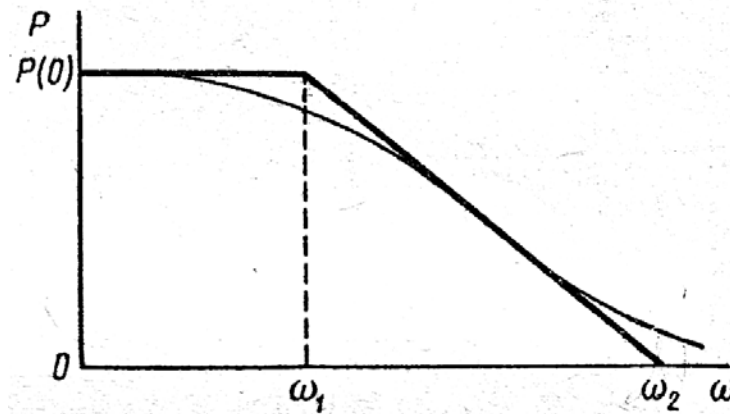


Рис. 2.31 Кривые для определения σ и t_p для характеристик с максимумом P_{max}

Метод трапеций является приближенным методом графиков переходных процессов в системе по вещественным частотным характеристикам при воздействии единичной функции $g(t) = 1(t)$ и нулевых начальных условиях.

Две стороны единичной трапеции Б (рис. 2.32) совпадают с координатными осями, третья параллельна оси абсцисс, а четвертая имеет наклон $\chi = \omega_1 / \omega_2$. Функция, соответствующая частотной характеристике Б, записывается как:

$$(2.64) P(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < \omega < \chi \\ 1 - (\omega - \chi) / (1 - \chi) = (1 - \omega) / (1 - \chi) & \text{при } \chi < \omega < 1 \\ 0 & \text{при } \omega < 0 \text{ или } \omega > 1 \end{cases}$$

Если принять такую единичную трапецию за некоторую вещественную частотную характеристику, то соответствующая ей переходная функция определяется интегралом:

$$h(\tau) = \frac{2}{\pi} \left(\int_0^\chi \frac{\sin \omega \tau}{\omega} d\omega + \int_\chi^1 \frac{(1 - \omega)}{(1 - \chi)} \frac{\sin \omega \tau}{\omega} d\omega \right) = \frac{2}{\pi} \frac{1}{(1 - \chi)} \left[Si(\tau) - \chi \cdot Si(\chi \tau) + \frac{\cos \tau - \cos \chi \cdot \tau}{\tau} \right] \quad (2.65),$$

где $Si(\tau) = \int_0^\tau \frac{\sin \omega \tau}{\omega} d\omega$ – интегральный синус.

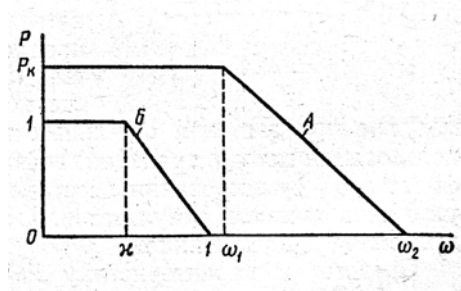


Рис. 2.32 Определение переходных характеристик методом трапеций

Для трапеции с другой высотой P_k , основанием ω_2 и точкой излома $\omega_1 = \chi \cdot \omega_2$ (характеристика A на рис. 2.32) получим (по свойствам 2 и 3 об изменении масштабов):

$$h_k(t) = p_k h(\tau / \omega_2) \quad (2.66),$$

где $t = \tau / \omega_2$.

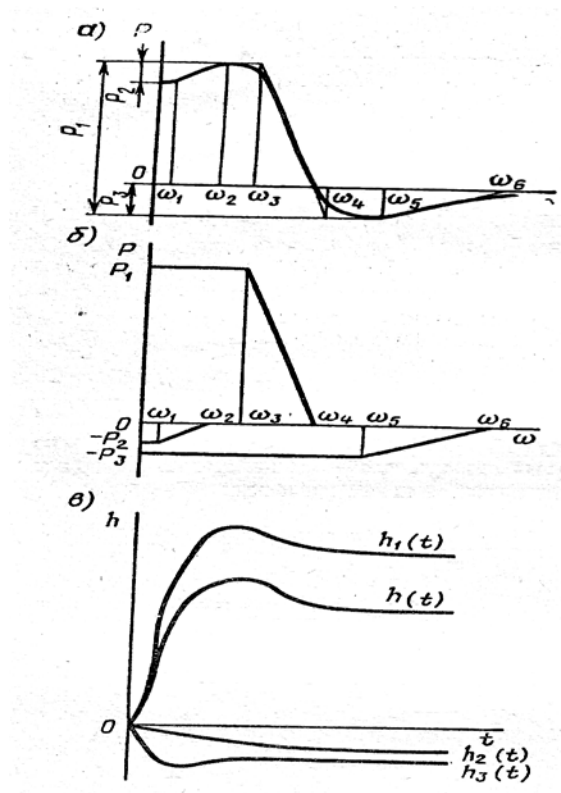


Рис. 2.33 Методика построения трапеций при оценке устойчивости

Обычно при расчетах поступают следующим образом: сначала характеристику $P(\omega)$ приблизительно разбивают на прямолинейные отрезки, при этом в окрестности экстремумов прямолинейные отрезки располагают параллельно оси ω (рис. 2.33, а). Далее из этих точек изломов проводят линии так, что харак-

теристика оказывается разбитой на несколько трапеций, частично наложенных одна на другую. Затем эти трапеции вычерчиваются на другом чертеже таким образом, чтобы основание каждой из них легло на ось ω (рис. 2.33, б).

Для всех трапеций определяют $h_i(\tau_i)$ и по (2.33) – соответствующие им $h_i(t)$, вычерчивают кривые на одном графике; их знаки должны совпадать со знаками ординат соответствующих трапеций. Суммируя графически вычисленные процессы, получают, получают итоговую характеристику $h(t)$ (рис. 2.33, в).

Можно также характеристику $P(\omega)$ представить линейными отрезками, но распределить их с лучшим приближением к кривой и тогда методом треугольников, предложенным А.А. Вороновым.

Кроме того, возможно нахождение ординат вещественной частотной характеристики по другим характеристикам системы: амплитудно–фазовой, логарифмическим частотным характеристикам, кривым D –разбиения в плоскости одного параметра системы.

3. Автоматическое управление технологическим оборудованием

3.1. Системы автоматического управления электроприводом.

В системах автоматического управления двигателями постоянного тока обычно регулируются такие величины, как вращательный момент или скорость на валу за счет изменения таких параметров, как сопротивление в цепи якоря, подводимое сопротивление, изменением потока возбуждения.

Схема включения двигателя постоянного тока (ДПТ) при управлении по цепи якоря дана на рис. 3.1. ДПТ подключен к источнику с напряжением $U_{\text{я}}$ при постоянном возбуждении потоком Φ и нагружен приведенным к якорю суммарным моментом инерции J , постоянным моментом сопротивления нагрузки M_H и моментом инерции типа вязкого трения с коэффициентом B . Уравнение электрического равновесия якорной цепи с индуктивностью $L_{\text{я}}$ и активным сопротивлением $R_{\text{я}}$ при протекании якорного тока имеет вид [3,5,6]:

$$U_{\text{я}} = E_{\text{я}} + R_{\text{я}} I_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt} \quad (3.1),$$

где ЭДС вращения $E_{\text{я}}$ пропорциональна конструктивной постоянной $k_{\text{я}}$, потоку возбуждения Φ и угловой скорости $\omega_{\text{я}}$:

$$E_{\text{я}} = k_{\text{я}} \Phi \omega_{\text{я}} \quad (3.2).$$

Равновесие моментов на валу ДПТ записывается уравнением:

$$M = M_H + B \omega_{\text{я}} + J \frac{d\omega_{\text{я}}}{dt} \quad (3.3),$$

где движущий момент определяется уравнением:

$$M = k_{\text{я}} \Phi I_{\text{я}} \quad (3.4).$$

Данные уравнения обычно приводятся к операторному виду, и после их решения получаются следующие выражения для передаточных характеристик:

1. Для передаточной функции по якорному напряжению:

$$W_{\text{д.н.}}(p) = \frac{\omega(p)}{u(p)} = \frac{1}{1 + k_B \left(\frac{T}{k_B} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)} \quad (3.5),$$

где k_B – коэффициент вязкого трения; T – постоянная времени нагруженного двигателя; α – коэффициент, показывающий соотношение между постоянными времени якоря и нагруженного двигателя; p – оператор Лапласа ($p = e^{j\omega t}$).

2. Передаточная функция по моменту сопротивления нагрузки:

$$W_{\text{д.с.}}(p) = \frac{\omega(p)}{\mu_H(p)} = - \frac{\alpha T p + 1}{1 + k_B \left(\frac{T}{k_B} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)} \quad (3.6).$$

3. Передаточная функция по току якоря:

$$W_{\text{д.т.}}(p) = \frac{\omega(p)}{i(p)} = \frac{1}{k_B \left(\frac{T}{k_B} p + 1 \right)} \quad (3.7).$$

4. Передаточная функция по напряжению, приложенному к цепи якоря:

$$W_{\text{м.н.}}(p) = \frac{i(p)}{u(p)} = \frac{k_B \left(\frac{T}{k_B} p + 1 \right)}{1 + k_B \left(\frac{T}{k_B} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)} \quad (3.8).$$

5. Передаточная функция по моменту сопротивления нагрузки

$$W_{\text{м.с.}}(p) = \frac{i(p)}{\mu_H(p)} = \frac{1}{1 + k_B \left(\frac{T}{k_B} p + 1 \right) (\alpha T p + 1)} \quad (3.9).$$

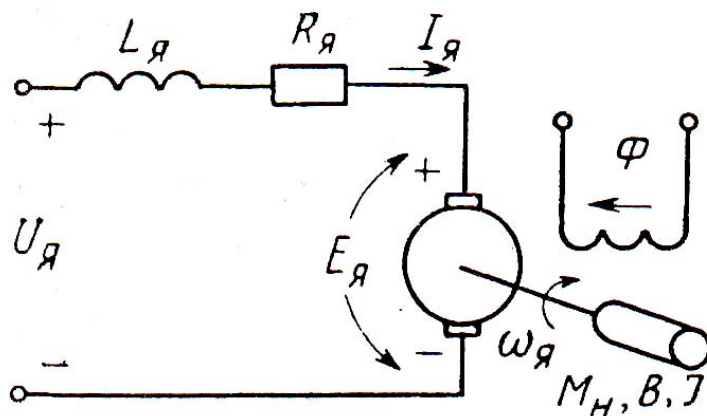


Рис. 3.1 Схема включения двигателя постоянного тока [3]

Полученные передаточные функции составляют основу для анализа замкнутых систем с ДПТ.

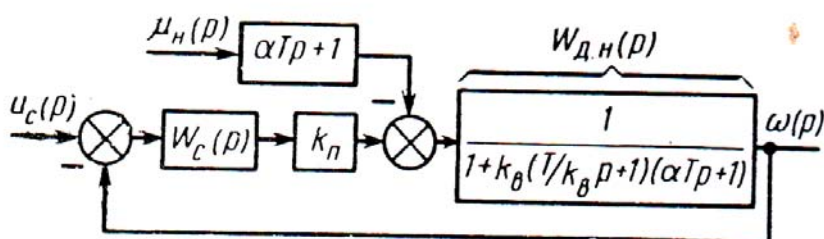


Рис. 3.2 Структурная схема системы управления скоростью ДПТ по напряжению двигателя

Замкнутые системы регулирования скорости привода с двигателем постоянного тока. Передаточная функция замкнутой по скорости ω системы относительно задающего сигнала записывается в виде [3]:

$$W_{к.с.}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{k_{п} W_c(p)}{1 + k_{\theta} \left(\frac{T}{k_{\theta} p + 1} \right) (\alpha T p + 1) + k_{п} W_c(p)} \quad (3.10).$$

Зависимость якорного тока от управляющего воздействия имеет вид [3]:

$$\frac{i(p)}{u_c(p)} = \frac{k_{с.н.}}{1 + k_{с.н.} \frac{\alpha}{k_{с.н.}} T^2 p^2 + \frac{1}{k_{с.н.}} T p + 1} \quad (3.11).$$

Полученная передаточная функция контура скорости $W_{к.с}(p)$ представляет собой колебательное звено с малым демпфированием. Уменьшение статизма регулирования скорости путем увеличения $k_{с.н.}$ ведет к резкому увеличению относительной величины максимума якорного тока $i_{\max}/u_c$ в переходном колебательном процессе отработки задающего сигнала по скорости u_c , что неблагоприятно сказывается на элементах силового преобразователя. Рассчитанные по (3.10) и (3.11) относительное время регулирования t_p/T и относительная величина броска якорного тока $i_{\max}/u_c$ для случая $k_B = 0$ при ступенчатом воздействии u_c даны на рис. 3.3.

Улучшения динамических свойств системы управления скоростью ДПТ можно добиться введением интегральной составляющей в закон регулирования. Смысл введения интегральной составляющей состоит в исключении статической ошибки регулирования, в форсировке переходного процесса путем компенсации регулятором наибольшей постоянной времени неизменяемой части контура и настройке общего коэффициента передачи $k_{с.н.}$, удовлетворяющей заданному критерию качества.

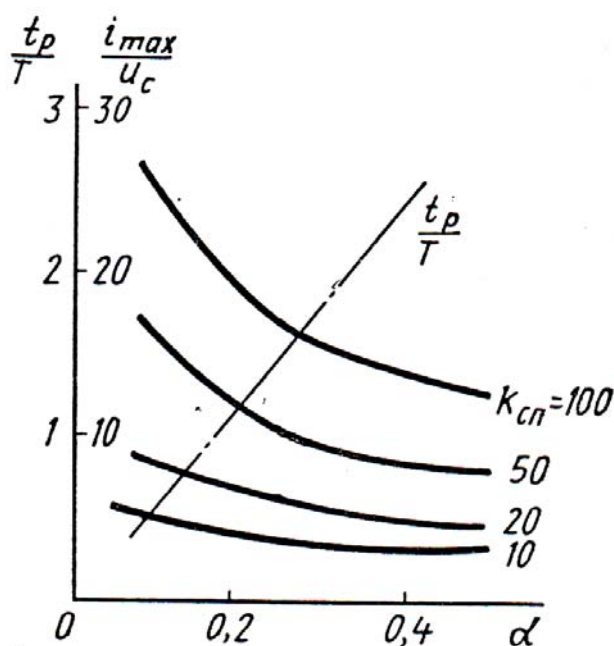


Рис. 3.3 Относительное время регулирования и относительная величина броска якорного тока для систем с П – регулятором [3]

Для компенсации наибольшей постоянной времени T_i необходимо выбрать постоянную времени ПИ-регулятора T_c равной T_i и передаточная функция разомкнутой цепи представляется в виде:

$$\left[\frac{\omega(p)}{u_c(p)} \right] = \frac{k_{c.n.}}{T_1 p (T_2 p + 1)} \quad (3.12).$$

Для замкнутого контура регулирования скорости

$$W_{\kappa.c.}(p) = \frac{1}{\tau^2 p^2 + 2\xi\tau p + 1} \quad (3.13),$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{k_{c.n.}}} \quad (3.14),$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_1}{k_{c.n.} T_2}} \quad (3.15).$$

Таким образом, контур регулирования скорости описывается передаточной функцией колебательного звена с коэффициентом демпфирования ξ , зависящим в данном случае лишь от общего коэффициента передачи $k_{c.n.}$.

Преобразователи для управления ДПТ по току якоря строятся по замкнутой структуре с использованием отрицательной обратной связи по току якорной цепи (рис. 3.4) и включают в себя силовой преобразователь напряжения, обладающий коэффициентом передачи k_n , и пропорциональный регулятор тока с коэффициентом k_m . Структурный элемент с передаточной функцией $W_{m.n}(p)$ отображает в соответствии с (3.10) преобразование приложенного к якорю напряжения u в ток якоря i . Возможность масштабирования сигнала обратной связи по току, снимаемого с датчика тока якоря, и сигнала управления током якоря u_m при безынерционной цепи обратной связи позволяет полагать обратную связь единичной.

Передаточная функция замкнутого контура регулирования якорного тока

$$W_{\kappa.m.}(p) = \frac{i(p)}{u_m(p)} = \frac{k_m k_n k_\epsilon \left(\frac{T}{k_\epsilon} p + 1 \right)}{1 + k_\epsilon \left(\frac{T}{k_\epsilon} p + 1 \right) (\alpha T p + 1) + k_m k_n k_\epsilon \left(\frac{T}{k_\epsilon} p + 1 \right)} \quad (3.16).$$

Преобразуя выражение (3.16) с учетом того, что $k_n k_m \gg 1$ и $\alpha < 1$, можно получить передаточную функцию контура регулирования якорного тока как безынерционного статического регулятора с передаточной функцией

$$W_{\kappa.m.}(p) = \frac{k_n k_m}{1 + k_n k_m} = k_{\kappa.m.} \quad (3.17).$$

Контур регулирования тока является внутренним для системы управления скоростью ДПТ с обратной связью по скорости (рис. 3.2). Кроме безынерционного контура тока с коэффициентом передачи структурная схема включает в себя регулятор скорости с передаточной функцией $W_c(p)$. Объект регулирования отображен звеном с передаточной функцией $W_{\omega.m}(p)$ в соответствии с (3.11). Сигнал задания по скорости u_c согласован масштабно с сигналом обратной связи по скорости ω . Регуляторы скорости обычно выполняются со статической характеристикой с ограничением выходного сигнала управления током якоря на уровне $i_{огр}$, соответствующем максимально допустимому якорному току. Следовательно, при рассогласовании по скорости, превышающем зону линейности регулятора скорости, система оказывается разомкнутой. В частности, при отсутствии на валу нагрузки типа вязкого трения $k_g=0$ и $W_{\omega.m}(p)=1/(Tp)$ и при больших рассогласованиях между u_c и ω скорость нарастает с постоянным ускорением по закону $\omega=ti_{огр}/T$.

При работе в линейной зоне П – регулятора скорости $W_c(p)=k_c$ и замкнутая система описывается передаточной функцией по задающему воздействию

$$W_{\kappa.c}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{k_{c.км}}{k_g + k_{c.км}} \cdot \frac{1}{\frac{T}{k_g + k_{c.км}} p + 1}, \quad (3.18),$$

где $k_{c.км} = k_c k_{км}$.

Передаточная функция системы по возмущающему воздействию момента нагрузки

$$W_{\kappa.c.n}(p) = \frac{\omega(p)}{\mu_n(p)} = -\frac{1}{k_g + k_{c.км}} \cdot \frac{1}{\frac{T}{k_g + k_{c.км}} p + 1} \quad (3.19).$$

Из формул (3.18) и (3.19) следует, что при отсутствии нагрузки, зависящей от скорости ($k_g=0$), ликвидируется ошибка в установившемся режиме от управляющего воздействия u_c , ошибка от изменений момента нагрузки сохраняется и в этом случае. Добиваясь уменьшения статической ошибки путем увеличения общего коэффициента передачи $k_{c.км}$, рискуют увеличением колебательного переходного процесса и в конечном итоге получением неустойчивой системы из – за наличия малых неучтенных постоянных времени контура скорости.

Введение интегральной составляющей в закон регулирования позволяет исключить рассогласование в установившемся режиме, а также уменьшить требуемый коэффициент передачи системы. При ПИ – регуляторе скорости

$$W_c(p) = k_c \frac{T_c p + 1}{T_c p} \quad (3.20)$$

передаточная функция системы по управлению

$$W_{к.с}(p) = \frac{\omega(p)}{u_c(p)} = \frac{k_{с.км}(T_c p + 1)}{k_{с.км}(T_c p + 1) + T_c p k_с \left(\frac{T}{k_с} p + 1 \right)} \quad (3.21)$$

Шаговый электропривод. Шаговый двигатель – это электрическая машина, позволяющая преобразовывать импульсы управления в угловые или линейные перемещения фиксированной величины.

По конструкции ШД представляют собой многофазные синхронные двигатели с явно выраженными полюсами, рассчитанные на работу в широком диапазоне частот управляющих импульсов, включая нулевую (фиксация ротора при питании фазной обмотки постоянным током). ШД различаются числом фаз и числом полюсов магнитной системы. Большинство конструкций ШД имеет от 2 до 6 фаз. По типу магнитной системы ШД делятся на двигатели с активным и пассивным ротором.

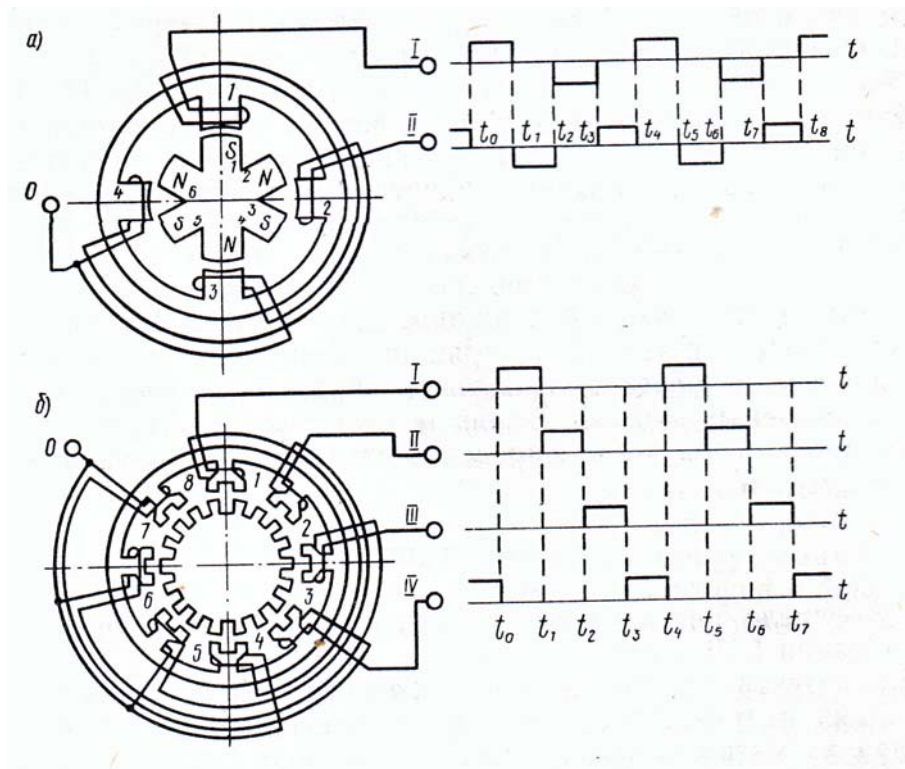


Рис. 3.4 Конструкции двухфазного шагового двигателя с активным ротором (а) и четырехфазного с пассивным ротором (б) [3]

Ротор активного типа представляет собой конструкцию типа звездочки из постоянных магнитов. После каждого переключения фаз ротор поворачивается на фиксированный угол, называемый ценой шага, и рассчитываемый для ШД с активным ротором из выражения:

$$\alpha = \frac{2\pi}{(pn)} \quad (3.22),$$

где p – число пар полюсов активного ротора; n – число тактов коммутации ШД в цикле.

В двигателях с пассивным ротором ротор выполняется в виде зубчатого цилиндра из магнитомягкой стали, а обмотки располагаются на зубчатых выступах статора. Цена шага ШД с z зубцами на пассивном роторе при n тактах коммутации определяется выражением:

$$\alpha = \frac{2\pi}{zn} \quad (3.23).$$

Необходимо отметить, что если поле статора поворачивается за цикл коммутации на полный оборот, то ротор – на величину зубцового деления, т.е. в таких ШД применен принцип электромагнитной редукции, из – за чего ШД с зубчатым пассивным ротором часто называют редукторными. Соотношение между электрическим $\theta_{\text{Я}}$ и механическим $\theta_{\text{М}}$ углами для ШД с пассивным зубчатым ротором имеет вид:

$$\theta_{\text{Я}} = k\theta_{\text{М}} \quad (3.24).$$

Реверс ШД осуществляется изменением последовательности включения фазных обмоток на противоположную. Если зафиксированный при включенной фазе ротор отклонить на некоторый угол, то магнитная проводимость зазора между зубчатым ротором и статором уменьшается и возникает синхронизирующий момент, который стремится вернуть ротор в исходное положение. Количественно синхронизирующий момент можно оценить как производную электромагнитной энергии W , сосредоточенной в зазоре между статором и ротором, по электрическому углу поворота $\theta_{\text{Я}}$:

$$M = -\frac{\partial W}{\partial \theta_{\text{Я}}} \quad (3.25).$$

Электромагнитная энергия выражается следующим образом:

$$W = \frac{1}{2} I_{\phi}^2 \omega_{\phi}^2 \lambda \quad (3.26),$$

где I_{ϕ} – ток в фазе; ω_{ϕ} – число витков обмотки фазы; λ – магнитная проводимость зазора.

Тогда синхронизирующий момент равен:

$$M = -\frac{1}{2} I_{\phi}^2 \omega_{\phi}^2 \frac{\partial \lambda}{\partial \theta_{\text{Я}}} \quad (3.27).$$

Магнитная проводимость зазора при двусторонней зубчатости статора и ротора является периодической функцией угла поворота с периодом в одно

зубцовое деление. В общем случае кривая магнитной проводимости несинусоидальна, однако обычно при анализе свойств привода кривые магнитной проводимости и синхронизирующего момента идеализируют в виде синусоиды.

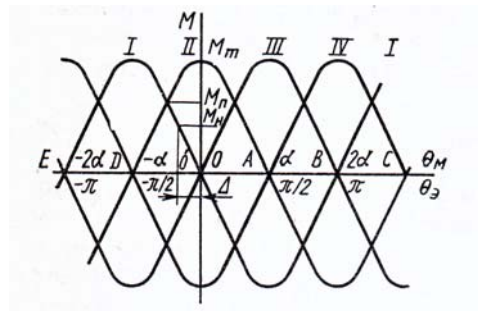


Рис. 3.5 Характеристики статического синхронизирующего момента четырехфазного шагового двигателя [3]

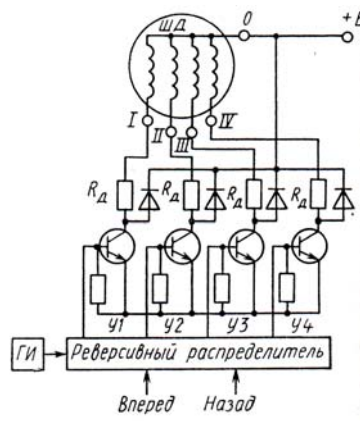


Рис. 3.6 Схема простейшего устройства управления ШД

За начало отсчета углов принято положение, которое занимает моментная кривая при возбуждении фазы *I*. При возбуждении фазы *II* характеристика сдвигается на шаг α , при возбуждении фазы *III* – еще на шаг и т.д. Для четырехфазного ШД это соответствует сдвигу кривой при каждом акте коммутации на электрический угол, равный $\pi/2$. При возбужденной фазе *I* точка *O* является точкой устойчивого равновесия ненагруженного ротора ШД, точка *B* – точкой неустойчивого равновесия. Соответственно участок *AD* моментной кривой фазы *I* называется устойчивым участком характеристики, а участок *AC* – неустойчивым участком. Для моментной кривой фазы устойчивой точкой является точка *A*, неустойчивой – точка *C*. Соответственно, для фазы *III* это точки *B* и *E*, для фазы *IV* – точки *C* и *D*. Ротор ШД, не нагруженный внешним моментом, фиксируется при включенной фазе *I* в точке *O*. Если ШД нагружен внешним статическим моментом M_H , то момент синхронизации, уравнивающий момент нагрузки, смещает ротор на угол Δ . Ротор фиксируется в точке *O* со статической ошибкой

$$\Delta = \pm \arcsin \frac{M_y}{M_m} \quad (3.28)$$

Модуль момента нагрузки не может превышать величины M_{Π} , определяемой точкой пересечения кривых статического синхронизирующего момента двух соседних фаз ШД. Если момент нагрузки превысит данную величину, то статическая ошибка фиксации окажется больше, чем рассчитываемая из (3.28), и при отключении исходной фазы и включении следующей движущий момент будет меньше момента нагрузки, вследствие чего ротор не выполнит очередного шага. Величина M_{Π} называется пусковым моментом.

Функциональная схема автоматического управления ШД представлена на рис. 3.6. Схема состоит из распределительной и усилительной частей, Реверсивный распределитель предназначен для формирования системы напряжений управления фазами ШД в соответствии с выбранным типом коммутации. Усилительная часть состоит из одноступенчатых усилителей, число которых равно числу фаз ШД. Усилители работают в ключевом режиме, коммутируя в фазах маломощных ШД токи до 3 – 6 А. Включаемые последовательно фазам дополнительные резисторы служат, во-первых, для уменьшения длительности установления тока в фазе при включении, а во-вторых – для стабилизации значения фазного тока. Сопротивление фазной обмотки имеет активно-индуктивный характер. Постоянная времени обмотки описывается выражением $\tau = L / R$.

Обычно собственное сопротивление обмотки R_0 невелико (1–10 Ом), и длительность процесса установления тока в обмотке существенно сказывается на быстродействии привода в целом. Введенное дополнительное сопротивление R_0 уменьшает постоянную времени, т.е. форсирует переходный процесс. Дополнительный резистор называют форсировочным, а отношение $k_{\phi} = (R_{\phi} + R_0) / R_0$ – коэффициентом форсировки. Данный способ является простейшим способом формирования фазных токов. Снижение длительности установления токов в фазах достигается также импульсным форсированием, широтно-импульсной модуляцией и т.д.

Прецизионные координатные системы с линейными шаговыми двигателями. Координатные системы, реализующие перемещения объекта обработки по нескольким координатам одновременно без кинематических элементов, преобразования вращательного движения в поступательное, строятся на основе линейных шаговых двигателей (ЛШД).

ЛШД представляют собой ШД с развернутыми подвижной и неподвижной частями. Один из вариантов ЛШД (рис. 2.40) содержит якорь, состоящий из двух жестко закрепленных электромагнитных модулей A и B , и безобмоточный зубчатый пассивный статор, выполненный из магнитомягкого материала.

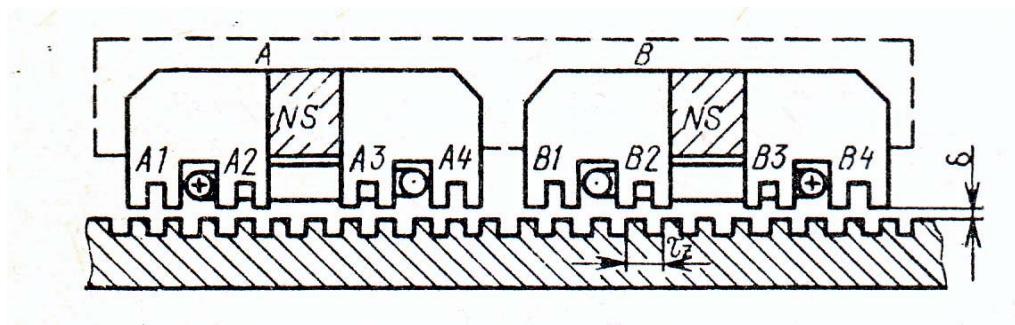


Рис. 3.7 Схема конструкции ЛШД [3]

Каждый из модулей A и B состоит из двух П-образных магнитопроводов, объединенных постоянным магнитом. Зубцовые зоны полюсов каждого магнитопровода ориентированы относительно зубцов статора со взаимным линейным сдвигом в половину зубцового деления τ_z . Обмотки управления охватывают соседние полюсы $A2$, $A3$ и соответственно $B2$, $B3$ модулей A и B . Электромагнитные модули якоря ЛШД расположены со взаимным линейным сдвигом, равным $k\tau_z + \tau_z/4$, где $k=0,1,2,\dots$ выбирается из конструктивных соображений.

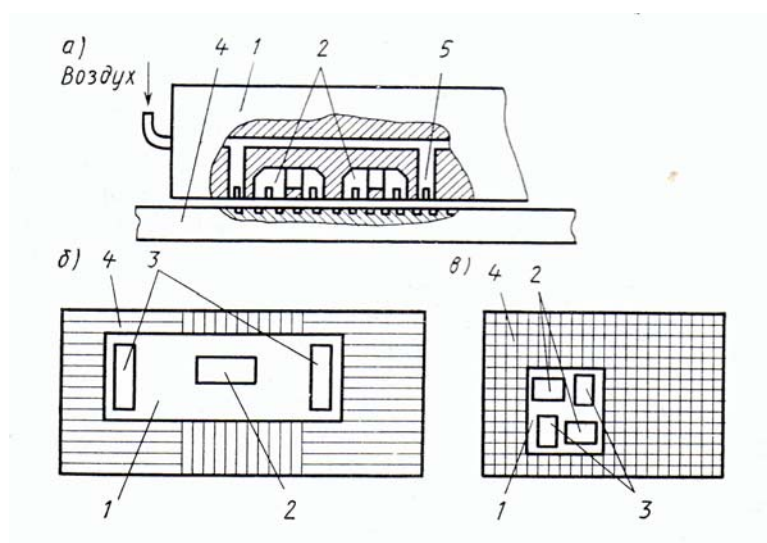


Рис. 3.8 Координатные столы с ЛШД [3]

Якорь расположен над статором с зазором δ . Движение якоря с шагом $\Delta x = \tau_z/4$ осуществляется разнополярной коммутацией обмоток A и B аналогично активному ШД вращательного типа. Порядок коммутации определяет направление движения.

ЛШД обеспечивает линейные перемещения по одной координате перпендикулярно линиям нарезки зубцов статора. Для обеспечения перемещения координатного стола в плоскости конструктивно объединяются по меньшей мере три ЛШД: один — по одной координатной оси, два — по другой. Схематически одна из конструкций такого координатного стола показана на рис. 3.8.

Подвижная каретка 1, имеющая в качестве основания пару модулей ЛШД 2, предназначенных для движения по оси X, и две пары модулей 3 для перемещения по оси Y, скользит по статору 4 на воздушной подушке, образуемой сжатым воздухом, подаваемым в зазор между статором и кареткой через жиклеры 5, расположенные по периметру якорей ЛШД.

Пьезоэлектрический привод. Данная разновидность электропривода основана на пьезоэлектрическом эффекте. Существуют различные модификации пьезодвигателей. По принципу построения их можно разделить на два основных класса: вибродвигатели и двигатели микроперемещений. Первые основаны на различных принципах ультразвуковых поступательных или крутильных колебаний пьезоэлемента в непрерывное движение исполнительного органа. Диапазон регулирования у них ограничен частотами, находящимися в узкой окрестности частоты электромеханического резонанса рабочего пьезоэлемента.

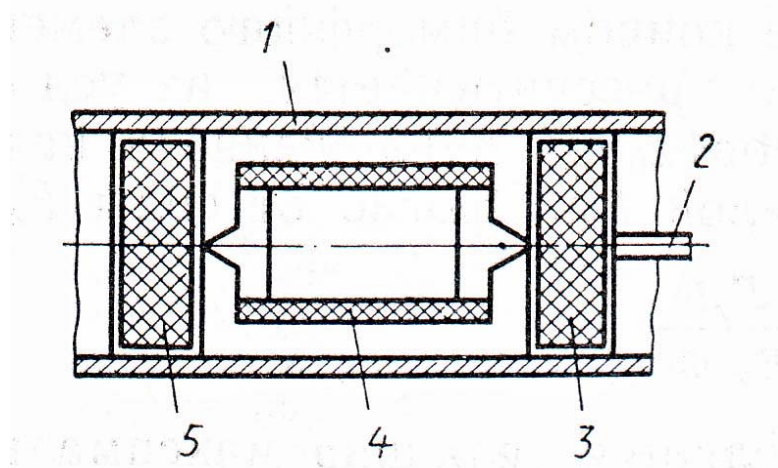


Рис.3.9 Шаговый пьезодвигатель [3]

В двигателях микроперемещения пьезоэлементы работают на частотах ниже резонансной вплоть до статического режима, обеспечивая фиксацию рабочего органа в нужной позиции.

Одна из конструкций шагового одноконтурного пьезодвигателя схематически показана на рис. 3.9. Устройство содержит полый цилиндр 1, внутренняя поверхность которого обработана по высокому классу точности, два пьезокерамических цилиндра 3 и 5 и жестко соединенный с ними пьезокерамический полый цилиндр 4.

При приложении электрического потенциала к 3 и 5 они сжимаются в радиальном направлении. При подаче управляющего напряжения на цилиндр 4 он деформируется по продольной оси. В исходном положении оба цилиндра 3 и 5 фиксируются внутренней поверхностью цилиндра 1. Одновременно снимается напряжение с цилиндра 4 и управляющее напряжение прикладывается к цилиндру 5, освобождая его от фиксации в цилиндре 1. Принимая первоначальные размеры, цилиндр 4 перемещает цилиндр 5 на величину своей деформации.

Следующий цикл начинается снятием напряжения с цилиндра 5 и подачей его на цилиндр 3. Таким образом, осуществляется линейное дискретное перемещение связанного с выходным штоком рабочего органа. Для длины центрального цилиндра около 150 мм при амплитуде управляющего напряжения 200 – 250 В величина единичного шага достигает 10 – 15 мкм при частоте до 2 – 3 кГц.

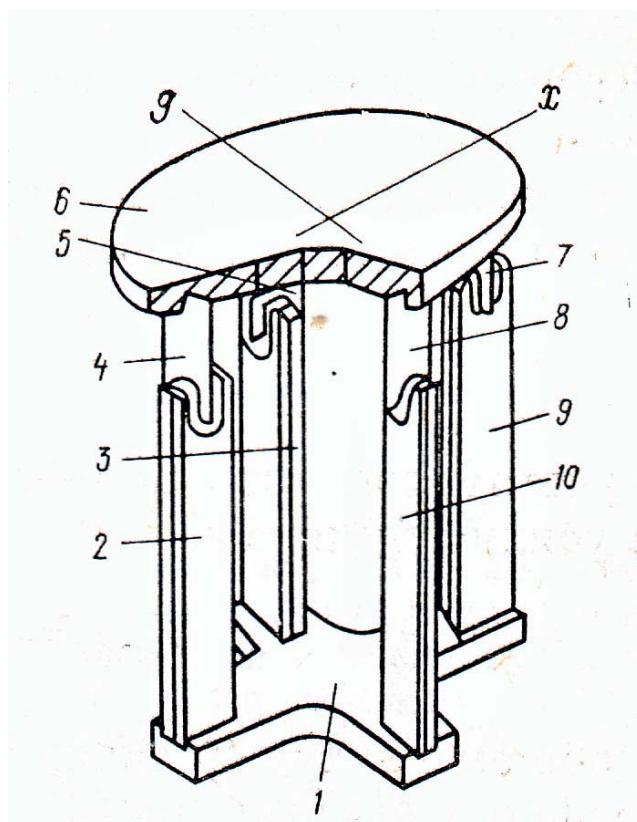


Рис. 3.10 Линейный биморфный пьезодвигатель [3]

В линейном двухкоординатном пьезодвигателе (рис. 3.10) используются изгибные деформации биморфных пьезоэлементов 1, 2, 3 и 9, консольно закрепленных в основании 1. Упругие пластины 4 и 7 передают изгибные деформации пары биморфов 2 и 9 координатному столу 6 в направлении оси Y и не препятствуют передаче перемещений от биморфов 3 и 10 через пластины 5 и 8 в направлении оси X. Таким образом, координатный стол 6 перемещается независимо по двум осям. Пьезодвигатели такого типа обеспечивают линейные перемещения в диапазоне до 400 мкм по каждой из двух осей и поворот вокруг вертикальной оси до 1,5 – 2 геометрических градусов.

3.2. Системы управления тепловыми процессами

В тепловых объектах управления управляемой величиной является температура. Конечной целью управления тепловым объектом является получение требуемого распределения температуры. В общем случае распределение темпе-

ратуры описывается дифференциальным уравнением в частных производных [3,14,17]:

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = \alpha^2 \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} \right) + \frac{E(x, y, z, t)}{c\rho} \quad (3.29),$$

где θ – температура точки объекта; t – текущее время; x, y, z – ортогональные координаты точки; α – коэффициент теплопроводности; $E(x, y, z, t)$ – плотность мощности тепловых источников; c – удельная теплоемкость материала объекта; ρ – плотность материала объекта.

Однозначность решения данного уравнения обеспечивается соответствующим выбором начальных и граничных условий. Использование конкретных методов синтеза алгоритмов управления предполагает переход от наиболее общей модели (3.29) к рабочим моделям. Допущения, связанные с упрощением модели, приводят, в конечном счете, к снижению качества управления. Широкое распространение для управления тепловыми объектами получили линейные алгоритмы управления, реализуемые в аналоговых управляющих устройствах, и «квазилинейные», реализуемые в цифровых САУ. Анализ устойчивости таких систем проводится с использованием известных критериев Найквиста, Гурвица и др. применение указанных критериев и метода синтеза возможно при представлении теплового объекта в виде линейной системы, при этом в общем случае используются следующие уравнения:

$$\frac{d\bar{x}}{dt} = A\bar{x} + B\bar{u} \quad (3.30),$$

$$\bar{y} = C\bar{x} + D\bar{u} \quad (3.31),$$

где $\bar{x} = \bar{x}(t)$ – вектор состояния; $\bar{u} = \bar{u}(t)$ – вектор управления; $\bar{y} = \bar{y}(t)$ – вектор выходных переменных.

Для управляемых тепловых объектов технологического оборудования характерны нелинейности, связанные с ограничением управляющих воздействий и нелинейной зависимостью температуры объекта управления от подводимой электрической мощности. Учет нелинейности при переходе к линейным моделям производится разложением нелинейной статической характеристики объекта управления в ряд Тейлора с использованием его первого члена.

В качестве примера рассмотрим нагревательную камеру диффузионной электропечи (рис. 3.11), в которой участвует в процессе теплообмена реактор 3, окруженный трехсекционным нагревателем 2. Пространство между кожухом 1 и нагревателем 2 заполнено теплоизолятором 4. Между витками нагревателя расположены термоэлектрические преобразователи 6, служащие источником сигналов обратной связи для системы автоматического управления температурой диффузионной электропечи.

В реактор вводится лодочка с обрабатываемыми пластинами 7. Через газовую магистраль 5 подается обрабатывающая газовая смесь. Управление распределением температуры вдоль рабочей зоны реактора производится с помощью регулирования мощностей, подводимых к секциям нагревателя. Возмущающими воздействиями оказываются тепловые воздействия вводимой лодочки с пластинами и газовой смеси, начальная температура которой отличается от температуры внутри реактора. Совершенный тепловой контакт между элементами конструкции отсутствует. Процесс теплообмена определяется конвективной и радиационной составляющей. Зависимости такого процесса теплообмена нельзя считать линейными. Однако следует учитывать, что отклонение продольного температурного профиля в центральной зоне реактора, вызванное вводом лодочки со скоростью 10^{-3} м/с, не превышает 10 К при среднем значении 1100 К. Аналогичное отклонение, вызванное пропусканием газовой смеси в рабочем диапазоне расходов $8,3 \cdot 10^{-7} - 8,3 \cdot 10^{-5}$ м³/с, также не превышает указанного значения. Поэтому при относительно небольших отклонениях температуры реактор можно исследовать как линейный объект управления.

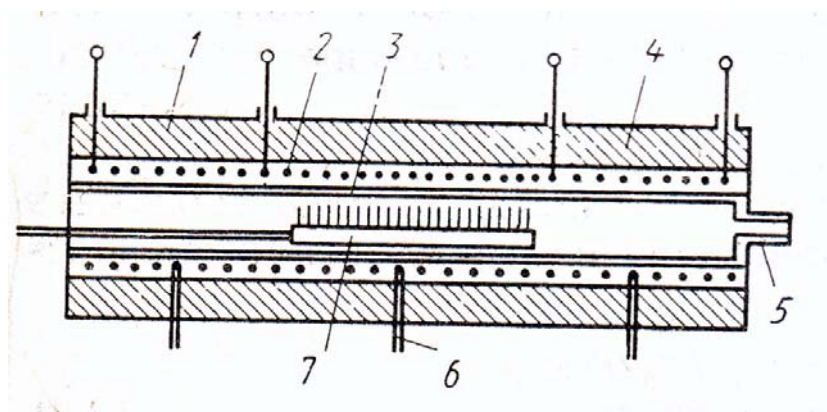


Рис. 3.11 Продольный разрез нагревательной камеры диффузионной электропечи [3]:

1 – кожух; 2 – нагреватель; 3 – реактор; 4 – теплоизолятор;
5 – газовая магистраль; 6 – термопары; 7 – пластины

При управлении температурой реактора, как правило, ставится задача получения равномерного продольного распределения температуры. В пределах рабочей зоны распределение должно подчиняться закону:

$$\theta(x) = \theta_0 + K_\theta (x - x_0) \quad (3.32),$$

где x – координата точки измерения; θ_0 – заданная температура в центре рабочей зоны с координатой x_0 ; K_θ – заданный градиент температуры.

Как правило, задаются небольшие градиенты температуры (0,1 – 20 К/м), поэтому влиянием продольной теплопроводности можно пренебречь. Это позволяет рассматривать нагревательную систему как совокупность трех объектов

управления (объекты 1, 2, 3 на рис. 3.32), соответствующих трем секциям нагревателя, и применить для управления каждой секцией отдельный контур САУ. Для каждого из таких объектов управления можно выделить два основных элемента, участвующих в процессе теплообмена: 1) соответствующую секцию нагревателя; 2) часть реактора, охватываемую рассматриваемой секцией нагревателя.

Уравнение теплового баланса секции нагревателя имеет вид [3,14,17,19]:

$$\frac{d\theta_H(t)}{dt} = -\frac{\theta_H(t)}{T_{01}} + \frac{u(t)K_{01}}{T_{01}} \quad (3.33),$$

а передаточная функция равна:

$$W_0(p) = \frac{K_0}{(T_{01}p + 1)(T_{02}p + 1)} \quad (3.34),$$

где p – оператор Лапласа; $K_0 = K_{01} \cdot K_{02}$ – суммарный коэффициент передачи.

Если предполагается использовать цифровую САУ температурой, то передаточную функцию можно представить в форме дискретной передаточной функции:

$$W(z) = \frac{K_0}{T_{01} - T_{02}} \cdot \frac{T_{01}(1 - d_1)(z - d_2) - T_{02}(1 - d_2)(z - d_1)}{(z - d_1)(z - d_2)} \quad (3.35),$$

где $z = e^{pT_k}$, $d_1 = e^{-T_k/T_{01}}$, $d_2 = e^{-T_k/T_{02}}$ – период квантования сигналов в цифровой САУ.

Большинство технологических процессов микроэлектроники требует стабилизации температурных режимов обработки. Наиболее жесткие требования к ней предъявляются к ней в диффузионных электропечах. В современных электропечах длина рабочей тепловой зоны составляет 600 – 800 мм. При этом для обеспечения малого разброса параметров обрабатываемых пластин изменение температуры в пределах рабочей тепловой зоны не должно превышать $\pm 0,25$ °С для процессов диффузии и $\pm(1-3)$ °С для процессов наращивания легированных слоев фосфатно–силикатного стекла при пониженном давлении.

Современные системы управления температурой, как правило, строятся на базе микроЭВМ, позволяющих реализовать наиболее сложные алгоритмы, поэтому при выборе алгоритмов должна обязательно оговариваться эта возможность. Одним из основных признаков, характеризующих алгоритмы управления, является конфигурация системы. По этому признаку автоматические системы делятся на системы без обратной связи (с прямым управлением), системы с обратной связью и комбинированные, сочетающие свойства первых двух типов.

Системы прямого регулирования состоят из последовательно включенных регулятора, усилителя мощности и объекта управления. При этом регулятор задает алгоритм управления. В системе отсутствует обратная связь, поэтому система всегда устойчива. Точность регулирования в такой системе определяется точностью используемой модели объекта, а также наличием информации о всех возмущающих воздействиях. Эта задача даже при наличии необходимых датчиков возмущений и использовании ЭВМ представляет значительные трудности, поэтому системы прямого управления, как правило, имеют низкую точность.

В системах с обратной связью имеется информация о действительном значении регулируемого параметра. Это принципиально позволяет достичь требуемой точности управления при существенно меньшей точности информации об объекте управления, внешних и внутренних возмущениях, что является несомненным достоинством таких систем. Однако увеличение статической точности требует увеличения коэффициента усиления в системе управления, что может привести к потере устойчивости и перерегулированию, т.е. к возрастанию динамических погрешностей.

Комбинированные системы управления позволяют сочетать достоинства первых двух типов систем. Использование в системе ЭВМ позволяет реализовать их наиболее полно.

В комбинированной системе управления со связью по возмущению (рис. 3.12, а) объект имеет передаточную функцию по управлению $W_y(p)$, а по возмущению – $W_B(p)$, при этом связь по возмущению обеспечивается подачей возмущения на объект управления через звено $W_{\Pi}(p)$. Регулятор $W_p(p)$ используется в контуре регулирования по отклонению, охваченном обратной связью. Система управления (рис. 3.12, а) описывается уравнениями [14]:

$$\varepsilon(p) = G(p) - \beta(p) \quad (3.36),$$

$$E(p) = W_{\Pi}(p)L(p) + W_p\varepsilon(p) \quad (3.37),$$

$$\beta(p) = W_y(p)\Sigma(p) \quad (3.38),$$

где $G(p)$ – задающее воздействие; $\varepsilon(p)$ – ошибка канала регулирования по отклонению; $\beta(p)$ – сигнал обратной связи; $L(p)$ – возмущение; $\Sigma(p)$ – сигнал управления.

После преобразования данной системы уравнений, можно прийти к следующей зависимости:

$$\varepsilon(p)(1 + W_p(p)W_y(p)) = G(p) + L(p)(W_B(p) + W_y(p)) \quad (3.39).$$

Откуда следует, что при

$$W_B(p) + W_{\Pi}(p)W_y(p) = 0 \quad (3.40)$$

возмущение $L(p)$ не влияет на ошибку регулирования системы, т.е. система инварианта относительно возмущения, что является важным достоинством систем комбинированного управления со связью по возмущению.

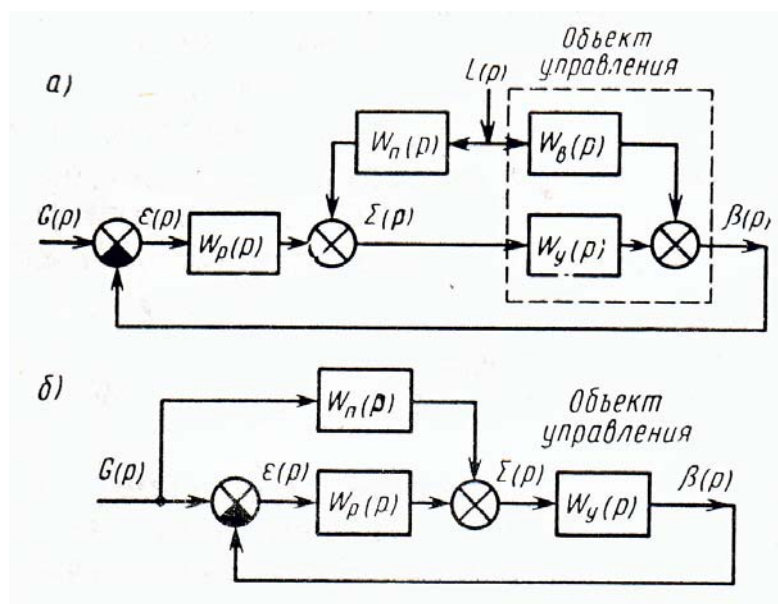


Рис. 3.12 Структурные схемы систем комбинированного управления со связью по возмущению и задающему воздействию [3]

Аналогично рассмотрим свойства комбинированной системы управления со связью по задающему воздействию (рис. 3.12, б), которая описывается системой уравнений:

$$\varepsilon(p) = G(p) - \beta(p) \quad (3.41),$$

$$\Sigma(p) = G(p)W_{\Pi}(p) + \varepsilon(p)W_p(p) \quad (3.42),$$

$$\beta(p) = \Sigma(p)W_y(p) \quad (3.43).$$

Исключая из этой системы промежуточные переменные $\beta(p)$ и $\Sigma(p)$, получим уравнение:

$$\varepsilon(p)(1 + W_p(p)W_y(p)) = G(p)(1 - W_{\Pi}(p)W_y(p)) \quad (3.44).$$

Из уравнения (3.44) следует, что абсолютная инвариантность ошибки относительно задающего воздействия будет при условии:

$$1 - W_{\Pi}(p)W_y(p) = 0 \quad (3.45).$$

Результаты математического моделирования показывают, что в комбинированной системе (рис. 3.12, б) абсолютная инвариантность по задающему воздействию недостижима. Однако это не означает, что в этой системе нельзя получить высокую точность регулирования: во первых, оптимальную с теоретической точки зрения передаточную характеристику $W_{\Pi}(p)$ можно заменить близкой к ней физически реализуемой, во – вторых, введение в систему дополнительного канала $W_{\Pi}(p)$, даже не удовлетворяющего условию абсолютной инвариантности, позволяет повысить точность регулирования и запасы устойчивости замкнутой части системы.

Как правило, в случае тепловых объектов введение связи по задающему воздействию позволяет уменьшить статическую ошибку регулирования более чем в 10 раз при тех же параметрах замкнутой части системы. Если же для системы нормировано значение статической ошибки, то введение связи по задающему воздействию позволяет уменьшить коэффициент усиления замкнутой части системы и тем самым повысить ее устойчивость. Другим достоинством комбинированной системы управления является повышенная надежность. Это объясняется тем, что она включает два канала передачи задающего воздействия к объекту управления. Поэтому при отказе одного из каналов ($W(p)$ либо замкнутой части системы) оставшийся канал системы будет продолжать работать, хотя это и приведет к увеличению ошибки регулирования. Последнее характерно только для систем со связью по задающему воздействию. Для сравнения в системе управления со связью по возмущению при отказе замкнутой части нарушается работа всей системы, так как размыкается тракт передачи задающего воздействия на объект управления и теряется информация о задающем воздействии.

Аппаратная реализация САУ тепловыми процессами. Как отмечалось выше, в тепловых объектах управления управляемой величиной является температура. Во многих видах специального технологического оборудования микроэлектроники обрабатывается 50 – 150 пластин. При этом пластины располагаются в некоторой рабочей зоне, сравнимой с общими габаритами нагревателя, и система должна обеспечить одинаковые условия обработки пластин в разных точках рабочей зоны, а также повторяемость условий обработки при повторном проведении процесса.

Структурная схема трехканальной САУ температурой для этого случая показана на рис. 3.13. В каждом канале имеются локальная корректирующая цепь (регулятор) W_{pi} , формирующая закон управления, и усилитель мощности W_{Mi} , подключенный к нагревателю с передаточной функцией W_{y1i} и реактору. Передаточная функция от нагревателя к реактору – W_{y2i} . Кроме того, в реакторе в зоне расположения обрабатываемых пластин находится измерительный преобразователь с передаточной характеристикой W_{y3i} , сигнал с которого является сигналом обратной связи для контура управления. Влияние внешних возмуще-

ний (температуры и расходы изменения условий теплообмена) на температуру нагревателя описывается передаточной функцией W_{B1i} , а влияние внешних возмущений на температуру в рабочей зоне реактора (подача реакционных газов, введение лодочки с пластинами) задается передаточной функцией W_{B2i} .

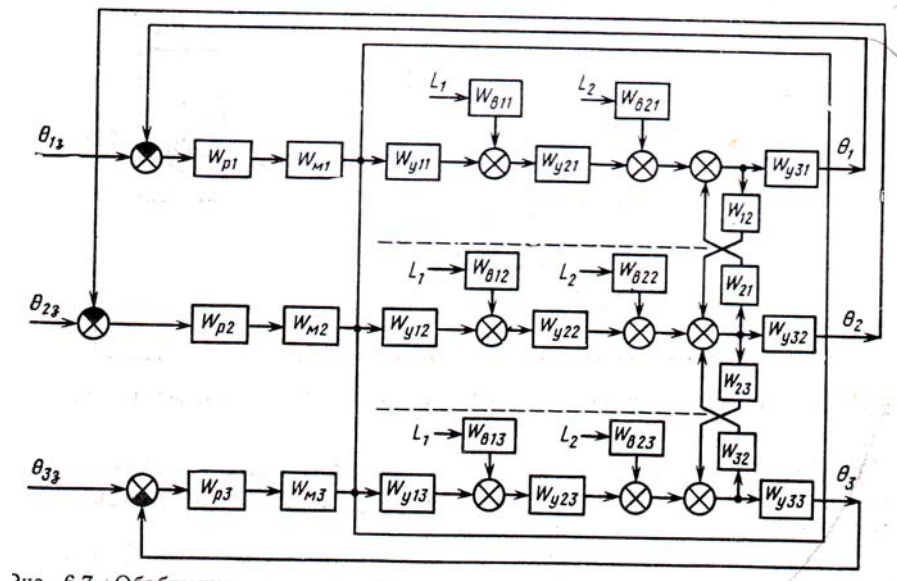


Рис. 3.13 Обобщенная структурная схема САУ температурой в трех точках распределенного объекта [3]

Так как тепловой поток между двумя соседними контурами может передаваться по реактору вдоль тепловой зоны, то соседние контуры оказываются связанными, что учитывается передаточными функциями W_{12} , W_{21} и т.п.

Связь между контурами в данной схеме обусловлена передачей теплоты между секциями нагревателя, поэтому при малой разности температуры между зонами передача теплоты будет незначительной и влиянием контуров можно пренебречь. Для этого задания по каналам должны изменяться синхронно во времени, а мощность, подводимая к нагревателям, должна быть достаточной для отработки этих заданий. При плавном переходе с одного значения температуры на другое это, как правило, выполняется. Однако при отработке ступенчатых заданий из-за разбросов сопротивлений нагревателей, усилителей мощности и других элементов изменение температуры в различных точках тепловой зоны происходит несинхронно, разность температуры может превысить 10°C , взаимные связи между каналами будут вносить существенные связи в теплообмен. Нарушится автономная работа регуляторов, что увеличит время выхода на заданное распределение температуры вдоль рабочей тепловой зоны.

С этой точки зрения более выгодна система, показанная на рис. 3.14. Она отличается тем, что задающим воздействием для крайних контуров управления является температура в центре рабочей тепловой зоны θ_2 , т.е.:

$$\theta_{13} = \theta_2 + \Delta\theta_{13} \quad (3.46),$$

$$\theta_{33} = \theta_2 + \Delta\theta_{33} \quad (3.47),$$

где $\Delta\theta_{13}, \Delta\theta_{33} = 0 - 10 \text{ } ^\circ\text{C}$ — поправки к заданиям крайних контуров управления.

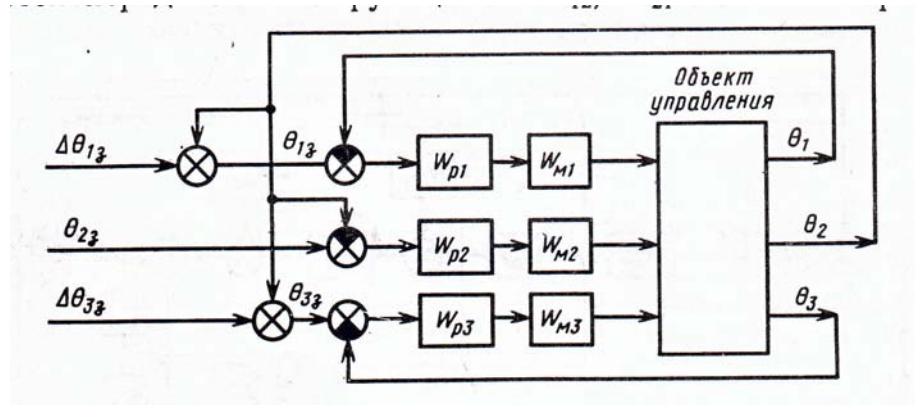


Рис. 3.14 Структурная схема САУ профилем температуры по трем точкам [3]

Если в данной системе крайние контуры управления имеют большой запас по мощности по сравнению с центральным опорным контуром, то при подаче на центральный контур ступенчатого задания через некоторое время температура крайних точек тепловой зоны достигает температуры в центре реактора и дальше будет ее отслеживать так, что будет выполняться условие:

$$\theta_1 = \theta_2 + \Delta\theta_{13} \quad (3.48),$$

$$\theta_3 = \theta_2 + \Delta\theta_{33} \quad (3.49).$$

Тем самым разница температуры в центральной и крайней точках реактора будет определяться величинами $\Delta\theta_{13}, \Delta\theta_{33}$, которые обычно не превышают $10 \text{ } ^\circ\text{C}$. В этом случае контуры управления практически автономны, и могут рассматриваться без учета взаимных связей между ними. Можно ввести ряд допущений, существенно не искажающих картину распределения температуры в реакторе. В этом случае структурная схема канала регулирования температуры имеет вид, представленный на рис. 3.15.

Аппаратно данная схема реализуется в регуляторах температуры диффузионных электропечей. На рис. 3.16. показан внешний вид регулятора ПР. ТРА – 0,05, предназначенного для формирования пропорционального интегрально–дифференциального закона регулирования (ПИД).

Регуляторы используются совместно с любыми измерительными преобразователями температуры с выходным сигналом $0 - 10 \text{ В}$. Регулятор содержит

источник опорного напряжения А1 (–10 В), через 10–оборотный задатчик А3 подключенный к входному сумматору Σ_1 .

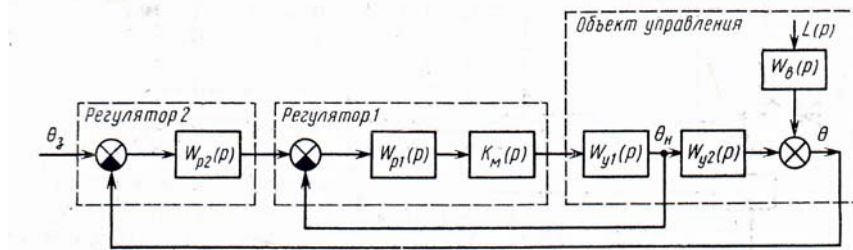


Рис. 3.15 Структурная схема одного канала САУ температурой [3]

На входной сумматор также подается напряжение обратной связи с измерительного преобразователя температуры, а также через инвертор А2 – напряжение внешнего задания. На выходе входного сумматора формируется напряжение ошибки регулирования, равное:

$$u_{\varepsilon}(t) = (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}} - u_{\text{зад}})K_1 \quad (3.50),$$

где $K_1 = 5,5$ – коэффициент усиления входного сумматора.

Это напряжение через интегрирующее И звено и ПД – звено подается на выходной сумматор Σ_2 . При этом выход ПД – звена подключен ко входу сброса интегрирующего звена, тем самым интегрирующее звено сбрасывается при превышении напряжения с ПД–звена некоторого порогового значения $u_{\text{нор}}$. С учетом этого выходное напряжение ПД–звена, а также интегрирующего звена будет соответственно [3]:

$$\begin{cases} 0, & u_{\varepsilon}(t)K_{\Pi} > u_{\text{нор}} \\ \frac{1}{T_{\dot{E}}} \int_0^t u_{\varepsilon}(t)dt & u_{\varepsilon}(t)K_{\Pi} \leq u_{\text{нор}} \end{cases} \quad (3.51),$$

$$u_{IA}(t) = K_I [u_{\varepsilon}(t) + T_{\dot{A}} \frac{du_{\varepsilon}(t)}{dt}].$$

Регулятор имеет аналоговый выход с напряжением на нем:

$$u_{\text{вых}} = K_2(u_{\Pi}(t) + u_{\text{ПД}}(t)) \quad (3.52),$$

где $K_2 = 8$ – коэффициент усиления выходного сумматора.

Это же выходное напряжение подается на вход регулятора мощности (РМ) с частотно–импульсным управлением. Компаратор служит для сравнения напряжения ошибки регулирования с установленным порогом в 1 % (100 мВ от 10 В). Результат сравнения выдается на светодиоды в виде символов «>» (при $u_{\varepsilon} > 0,1$ В), «норма» (при $-0,1 \leq u_{\varepsilon} \leq 0,1$ В), «<» ($u_{\varepsilon} < -0,1$ В).

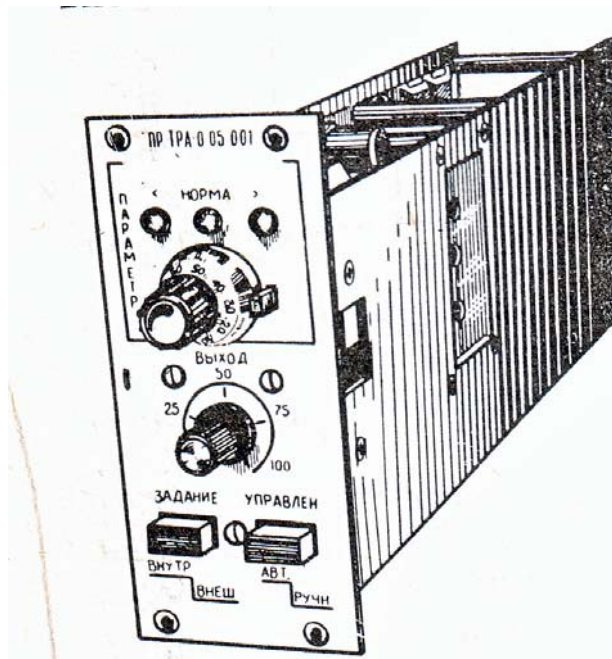


Рис. 3.16 Внешний вид регулятора ПР. ТРА – 0,05 [3]

В настоящее время регуляторы такого типа широко используются в диффузионном оборудовании на нижнем уровне управления. Недостаток этих регуляторов состоит в отсутствии канала прямой передачи и нелинейной зависимости температуры от напряжения задания, что не позволяет в полной мере реализовать преимущества комбинированных систем управления. От этих недостатков свободны системы регулирования температуры, реализованные в цифровой форме.

3.3. Информационно–измерительные системы (ИИС) в производстве микроэлектронной техники

Операции контроля играют важную роль в производстве изделий интегральной техники как применительно к контролю режимов проводимых технологических процессов, так и для случая контроля параметров изделий на разных этапах их изготовления и на стадии выходного контроля. Принимая во внимание, что производство интегральных микросхем носит массовый характер, операции контроля должны выполняться с высокой скоростью, что возможно только в случае использования автоматических средств контроля. Кроме того, следует учитывать, что большинство операций контроля проводятся оператором визуально, с помощью микроскопа, что, безусловно, приводит к субъективности полученной оценки при невысокой производительности труда.

Из всех операций финишного контроля наиболее сложной является контроль электрических параметров. Проблема контроля цифровых ИМС заключается в необходимости проведения огромного количества контрольных тестов,

которое существенно возрастает с увеличением степени интеграции ИС. В настоящее время практически невозможно проверить большие интегральные схемы ОЗУ и микропроцессоров во всех возможных режимах их работы. Другой проблемой контроля цифровых СБИС является контроль их динамических параметров, т.к. в этом случае возникает необходимость измерения малых временных отрезков (доли наносекунды) при большой тактовой частоте (десятки мегагерц).

Проблема контроля аналоговых ИС заключается в необходимости совмещения высокоточных измерений аналоговых величин с одновременным высоким быстродействием.

На сегодня наиболее перспективным путем решения перечисленных проблем является внедрение в массовое производство информационно-измерительных систем (ИИС) [6 – 8]

В настоящее время ИИС – это информационно – управляющие системы и информационно-вычислительные комплексы, в которых осуществляется полный замкнутый цикл обращения информации от получения измерительной информации об объекте до ее обработки, принятия соответствующих решений и выдачи команд управления на объект без участия оператора. В состав таких систем входят ЭВМ, алгоритм их работы программно – управляемый, легко перестраивается при изменениях режимов работы или условий эксплуатации объекта.

Для простых ИИС, предназначенных для измерения небольшого количества величин с относительно невысоким быстродействием характерна структурная схема, представленная на рис. 3.17.

Информация о значениях физических величин объекта воспринимается измерительным преобразователем (ИП). Выходные электрические сигналы с ИП через коммутатор (Км) поочередно поступают на выходной передающий преобразователь (ВП), согласующий выходы ИП с каналом связи (КС) – проводным или воздушным. На приемной стороне канала связи приемный преобразователь (ПП) выделяет информационный сигнал, который затем поступает на устройство аналоговой обработки сигналов (УАО), где производится первичная обработка и усиление измерительного сигнала. Далее сигнал подвергается аналогово-цифровому преобразованию при помощи АЦП и поступает на индикатор результатов измерения (ИР). Оценку полученной информации и выработку управляющих воздействий осуществляет оператор.

Более предпочтительной является структура, в которой АЦП расположен на передающей стороне системы, так как в этом случае по КС осуществляется передача информации в цифровой форме, обладающей значительно большей помехозащищенностью. Для уменьшения количества линий связи в КС в этом случае можно использовать принцип последовательной передачи выходного кода АЦП. На приемной стороне происходит прием информации и преобразование ее в параллельный код для дальнейшей обработки и регистрации.

Все элементы системы, стоящие в измерительном канале между измерительным преобразователем и каналом связи (масштабирующие вторичные преобразователи, АЦП, коммутаторы и т.д.), образуют так называемые устройства согласования с объектом (УСО), которые по своему построению подразделяются на УСО параллельные, последовательные и последовательно-параллельные.

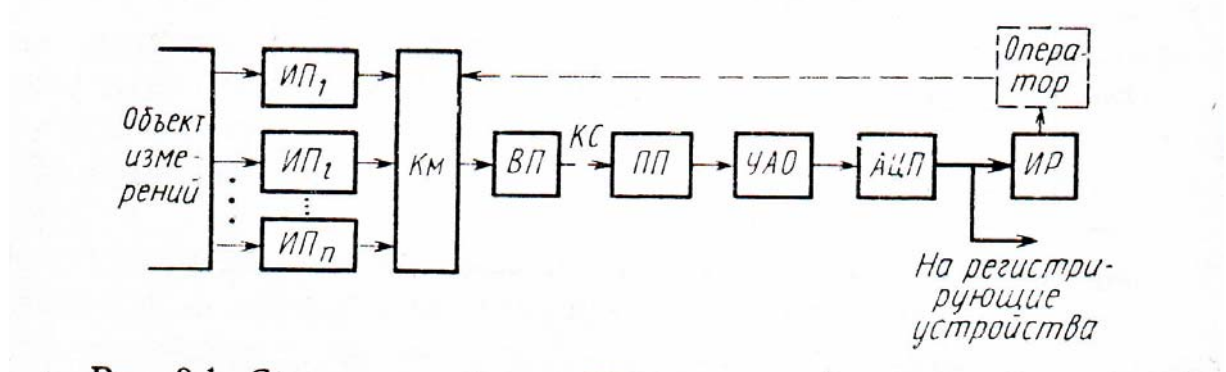


Рис. 3.17 Структурная схема ИИС с аналоговым коммутатором [3]

В параллельных УСО каждый измерительный канал имеет собственный АЦП, при этом общий для всех каналов коммутатор осуществляет коммутацию на выходную магистраль (линию связи с микроЭВМ) цифровых информационных сигналов с АЦП всех каналов. Вполне очевидно, что быстродействие и точность ИИС с такой структурой максимальны. Действительно, так как в каждом измерительном канале выходная информация присутствует постоянно в цифровой форме, то время опроса всех ИП $(\tau_{оп})_{пар}$ всех ИП в параллельной системе будет определяться частотой переключения цифрового коммутатора $f_{км} = 1/\tau_{км}$ и быстродействие системы не зависит от времени преобразования АЦП. Кроме того, поскольку в данном случае используется цифровой коммутатор, при коммутации цифрового информационного сигнала на линию связи потеря информации практически отсутствует.

В последовательных УСО осуществляется коммутация выходных аналоговых сигналов ИП с помощью аналогового коммутатора, выходной аналоговый сигнал которого затем преобразуется с помощью АЦП в цифровую форму и поступает на линию связи. Естественно, что в этом случае время опроса значительно больше и в основном будет определяться быстродействием АЦП:

$$(\tau_{оп})_{посл} = n(\tau_{км}^* + \tau_{ацп}) \quad (3.53).$$

Последовательно – параллельные УСО оптимальны для специализированных, ориентированных на конкретное применение ИИС. В таких системах сигналы с ИП объединены в группы с одинаковыми временами и погрешностью преобразования информационных сигналов. Внутри группы реализуется принцип последовательной обработки, а между группами – параллельной. Вре-

мя преобразования при этом больше, чем в параллельных $УСО$, но меньше, чем в последовательных:

$$(\tau_{ом})_{посл-парал} = n\tau_{км} + m\tau_{АЦП} \quad (3.54),$$

где m – количество каналов в каждой группе при равномерном распределении; k – количество групп.

На приемной стороне $КС ИИС$ после выделения цифрового информационного сигнала осуществляется ряд операций обработки, характерных для простых систем сбора информации (усреднение и хранение информации и др.). Эти операции выполняются устройством цифровой обработки ($УЦО$), в качестве которого может использоваться микропроцессор ($МП$) или микроЭВМ. В этом случае $МП$ (микроЭВМ) осуществляет автоматическое задание длительности такта измерения каждого параметра, управление с помощью коммутатора ($Км$) цифровых сигналов последовательного опроса $ИП$, управление индуктирующим ($ИУ$) и регистрирующим ($РУ$) устройствами. В том случае, если от $ИИС$ не требуется высокое быстродействие, а нужны высокая точность и помехозащищенность, необходимо на передающей стороне вместо $АЦП$ использовать преобразователи напряжение – частота ($ПНЧ$) и коммутатор частотного сигнала, а на приемной стороне в качестве приемного преобразователя – преобразователь частоты в код ($ПЧК$). В этом случае частотно-модулированный сигнал практически не искажается при передаче его по каналу связи, а принцип интегрирования сигнала на приемной стороне с помощью счетчика импульсов ($ПЧК$) при преобразовании частотного сигнала в цифровую форму позволяет существенно снизить влияние помех на точность преобразования исследуемых сигналов.

Все $ИИС$ реализуют радиальный или магистральный принцип построения. $ИИС$ радиального типа (рис. 3.18) состоит из отдельных измерительных преобразователей различных исследуемых физических величин (как правило, ограниченного количества), каждый из которых связан с управляющей ЭВМ ($МП$) через индивидуальное устройство согласования ($УСО$).

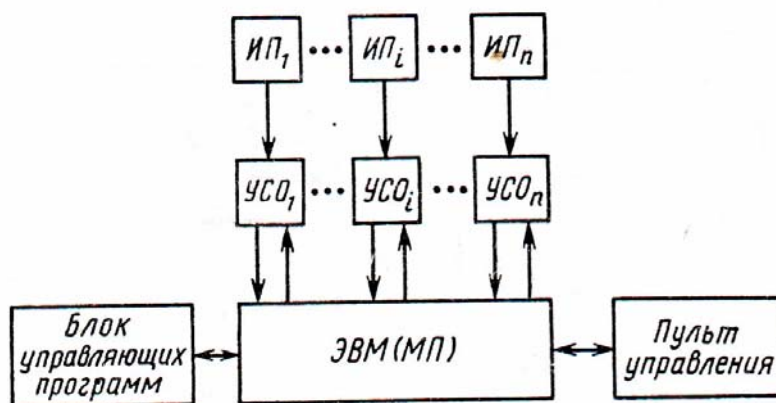


Рис. 3.18 Структурная схема ИИС радиального типа [3]

Вполне очевиден недостаток такой системы, так как ЭВМ должна иметь столько входов, сколько к ней подключено внешних устройств – это усложняет процесс взаимодействия ЭВМ с внешними устройствами, снижает быстродействие и ограничивает возможности системы с точки зрения перестройки и наращивания ее структуры. Поэтому такая структура используется при незначительном количестве объектов контроля. Дальнейшие разработки измерительных систем привели к созданию магистральной структуры сопряжения (рис. 3.19).

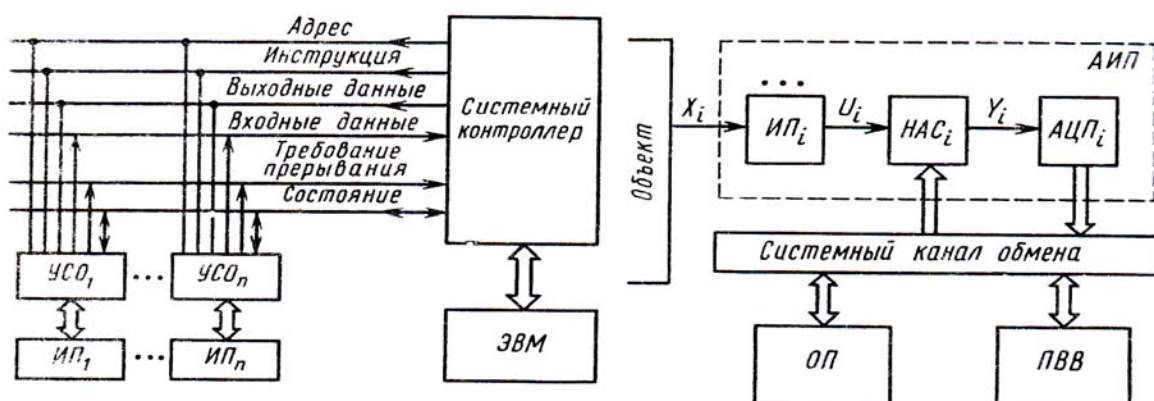


Рис. 3.19. Структурная схема с магистральной структурой сопряжения [3]

Данная система характеризуется наличием сквозного канала передачи данных, равноправием всех подключаемых к нему устройств и асинхронным принципом обмена. Каждое устройство, подключенное к каналу передачи информации, может в этом случае выполнять любую из трех функций: быть передатчиком информации, приемником или управляющим устройством (контроллером).

Основное назначение канала передачи данных – это упорядоченный обмен информационными потоками между отдельными элементами, входящими в систему. В канале происходит распределение информации между элементами прибора или системы, устанавливается очередность работы элементов, одновременной требующих связи, и т.д. В общем случае канал передачи данных содержит следующие основные технические средства:

- системный контроллер, который координирует и контролирует работу отдельных элементов системы, осуществляет изменение форматов данных и команд в процессе обмена с ЭВМ;

- шинную систему, по которой передаются информационные и управляющие сигналы между всеми элементами системы;

- интерфейсные схемы обмена (ИСО), непосредственно связанные с шинной системой канала и входящими в систему измерительными приборами и преобразователями.

Показанная на рис. 3.19 магистральная структура канала передачи данных получила в настоящее время наиболее широкое распространение в измерительном приборостроении.

Обобщенная структура современной ИИС представлена на рис. 3.20.

Такая система позволяет осуществить сбор аналоговой измерительной информации, ее цифровое кодирование, дальнейшую обработку и регистрацию конечных результатов. Одновременно в системе осуществляется управление как всем ходом измерительного процесса, так и функционированием отдельных узлов системы. В состав системы входят аналоговая измерительная подсистема АИП, операционная подсистема ОП и подсистема ввода и вывода информации ПВВ.

Структура и функционирование АИП определяются конкретным составом измеряемых параметров X_i объекта исследования и их значениями, видом канала связи с объектом, требованиями по точности измерений и т.д. При помощи соответствующих измерительных преобразователей измеряемые физические величины X_i преобразуются в аналоговые сигналы, форма представления которых удобна для обработки в системе (чаще всего используются параметры электрических сигналов: уровни токов, напряжение, частота, период, фаза и т.д.). Многообразие форм представления сигналов U_i и их пределов изменения требует введения в измерительную систему ряда схем нормализации и предварительной обработки сигнала, служащих для приведения входных сигналов в нормализованную форму.

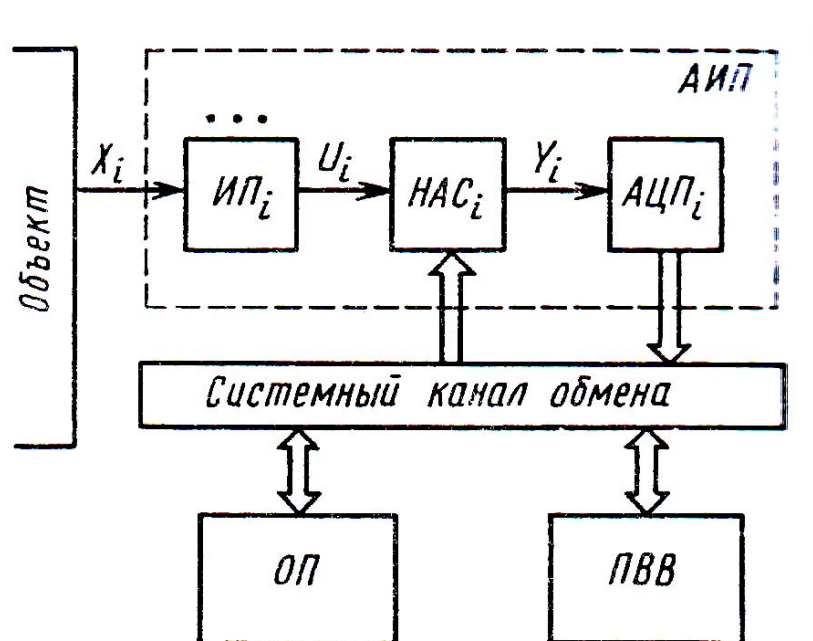


Рис. 3.20 Обобщенная структурная схема ИИС [6]

Помимо рассмотренных ИС (одноуровневые ИС) существуют также двухуровневые ИИС, представляющие собой совокупность n – го количества одно-

уровневых *ИИС*, объединенных между собой общей управляющей *ЭВМ*. На нижнем уровне (в одноуровневой *ИС*) в качестве управляющих и вычислительных средств используются микропроцессоры, каждый из которых самостоятельно, без участия центральной управляющей *ЭВМ* выполняет специализированные функции в соответствии со своей рабочей программой, являющейся частью общей задачи системы. В частности, *МП* в совокупности с определенной группой функциональных узлов *ИИС* выполняет функции обработки, хранения и обмена информацией. При этом центральная *ЭВМ* обеспечивает управление всей системой, собирает с *МП* необходимую информацию для статистического анализа, регистрации, индикации и т. д.

Рассмотрим основные узлы и блоки, входящие в состав *ИИС*. Основным узлом, отвечающим за преобразование входного воздействия в электрический сигнал, является измерительный преобразователь (*ИП*). Примерами измерительных преобразователей могут служить термодпары, тензорезистивные, пьезоэлектрические преобразователи и т.д. В качестве примера можно рассмотреть *ИП* механического давления (силы), состоящих из трех преобразовательных элементов (*ПЭ*): чувствительного элемента – мембраны 1, приклеиваемого тензорезистора 2 и моста сопротивлений 3. Элементы данного преобразователя образуют единую конструкцию, помещенную в корпус 4. Корпус имеет штуцер, через который поступает на мембрану измеряемое давление F , и зажимы для подачи напряжения питания моста U_0 и съема выходного электрического сигнала.

Другим функциональным узлом *ИИС* являются *ЦАП* и *АЦП*. Существует три разновидности исполнения *АЦП* и *ЦАП*: модульное, гибкое и интегральное.

ЦАП строятся в основном по принципу параллельного преобразования на основе резистивных матриц различной конфигурации и переключателей тока или напряжения.

При построении *АЦП* в настоящее время используется в основном один из трех принципов: параллельного преобразования, последовательных приближений, интегрирования входного сигнала. *АЦП* параллельного (прямого) преобразования обладают наиболее высоким быстродействием, однако разрядность таких преобразователей ограничена необходимым большим количеством n устройств сравнения входного сигнала с дискретными уровнями квантования.

АЦП последовательного приближения обладают сравнительно высоким быстродействием и высокой разрядностью.

Интегрирующие *АЦП* имеют низкое быстродействие, но обеспечивают высокую помехозащищенность, поэтому используются в *ИИС* и измерительных преобразователях, где требуется высокая точность при воздействии помех и шумов.

Устройства сопряжения (интерфейсы) обеспечивают совместное действие всех аналоговых, цифровых и аналогово-цифровых функциональных блоков (*ФБ*) *ИИС*. Под стандартным интерфейсом (*И*) подразумевается совокупность правил (протоколов) и программного обеспечения процесса обмена информа-

цией между *ФБ*, а также соответствующих технических средств сопряжения *ФБ* в системе. Существует ряд типовых структур интерфейса для автоматизированных средств измерения и контроля, имеющих в своем составе цифровые вычислительные средства обработки информации.

В простых измерительных системах *ФБ*, как правило, образуют каскадные соединения, характеризующиеся тем, что информационный поток проходит последовательно через все блоки, т.е. реализуется каскадный интерфейс.

К устройству обработки измерительной информации – центральному процессору (*ЦП*) – можно подключать несколько *ФБ*. Организация сопряжения для этого случая, как правило, основывается либо на пространственном (радиальном) распределении каналов, либо на временном разделении каналов. Интерфейс для первого варианта сопряжения получил название радиального (*ИР*), для второго – магистрального (*ИМ*). При магистральном способе соединения может быть несколько общих магистралей (*ОМ*) – ввода, вывода, адреса и т.д. Этот вид сопряжения наиболее широко распространен ввиду того, что он обеспечивает, во-первых, единую типовую схему обмена информацией, во-вторых – независимость процесса обмена от места подключения адресуемого *ФБ* к общей магистрали, в-третьих – теоретически неограниченное наращивание системы путем подключения дополнительных *ФБ*.

Микропроцессор и микроЭВМ – центральная часть любой электронной системы управления и обработки информации.

При выборе конкретного типа и архитектуры микропроцессорной системы основным критерием является объем входной, выходной информации и требуемая интенсивность обработки данных в системе. *МП*, предназначенный для управления процессом приема – передачи сообщений от одного терминала к другому, по сравнению с самой *СУ* должен обладать повышенной производительностью, а также гибкой системой адресации.

Важное значение при выборе *МП* играет его разрядность, так как она определяет объем программного обеспечения и быстродействие микропроцессорной системы. Так, например, для решения конкретной задачи по обработке байтовой и двухбайтовой информации 4–разрядные *МП* имеют в 3 раза, 8–разрядные – в 2 раза больше обращений, чем 16–разрядные *МП*. Таким образом, большая разрядность *МП* обеспечивает им более широкие возможности. Тем не менее, *МП* с меньшей разрядностью эффективны при построении специализированных микропроцессорных систем. 4– и 8– разрядные *МП* используются при решении задач, не требующих высокой точности вычислений и высокой скорости обработки информации.

В настоящее время одни из путей развития производства интегральных микросхем является переход к полностью автоматизированным технологическим процессам, в которых в том числе и операции контроля полностью автоматизированы. Примером перспективного для автоматизации процесса является контроль дефектов внешнего вида фотшаблонов, трафаретов, керамических подложек, гибридных сборок и др., осуществляемый оператором с помощью

микроскопа для выявления таких дефектов топологии, как вырывы, разрывы, раковины, пропуски элементов, сужение металлизации, выступы, закоротки, вкрапления, сужения изоляционного промежутка.

Принимая во внимание высокую плотность топологического рисунка и большое разнообразие контролируемых дефектов, можно сказать, что такого оптического контроля невысока при одновременной низкой производительности.

Одним из проблемных вопросов является также обеспечение контроля уровня запыленности в технологических средах и в чистых производственных помещениях. Современный процесс изготовления *БИС* требует создания и контроля технологической среды с уровнем запыленности, не превышающим 1–2 частицы в одном литре с размером частиц в десятые доли микрометра. В настоящее время средства отслеживания этого параметра, способные работать в составе *ИИС*, отсутствуют. Также на сегодня отсутствуют и устройства, измеряющие скорости ламинарных воздушных потоков в требуемом диапазоне (0,1 – 1,0 м/с), устройства контроля и поддержания влажности в производственных помещениях в заданных пределах.

Достижения в области создания аналоговых и цифровых *БИС* позволяют создавать в интегральном исполнении ряд сложных преобразовательных систем как элементов *ИИС*, таких, например, как система сбора и определения данных (*ССД* и *СРД*). Интегральные *ССД* предназначены для нормализации и преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму с последующим вводом информации в *МП* или микроЭВМ при одновременном обеспечении требуемой точности преобразования и формата выходного цифрового сигнала. В состав *ССД* входят обычно аналоговый коммутатор, программируемые *ОУ*, устройства выборки–хранения (*УВХ*), источники опорного напряжения, генератор, буферные усилители, регистры, *АЦП*, *ЦАП*, программируемые фильтры низкой частоты *НЧ* и т.д.

Системы *СРД* обеспечивают восстановление аналоговой информации из выходного цифрового сигнала *МП* или микроЭВМ и могут быть реализованы по принципу распределения данных в цифровой форме (с использованием в каждом канале *ЦАП*) и в аналоговой форме (с использованием одного *ЦАП* в нескольких *УВХ*). *СРД* с цифровым распределением предпочтительны, так как полученная информация может храниться значительное время практически без потерь.

На современном этапе все большую роль в управлении процессами производства *ИС* играют микропроцессорные комплекты *БИС*. Одно из направлений совершенствования *МП БИС* – повышение степени интеграции, создание *БИС*, включающих в свой состав, помимо собственно микропроцессора, и другие функциональные узлы (*ЗУ*, устройства связи с внешними объектами, регистры различного назначения и др.) [3, 14].

3.4. САУ процессами плазмохимической обработки (ПХО)

Состав оборудования ПХО определяется его назначением, количеством реакторов, а также другими конструктивными особенностями и может существенно отличаться от установки к установке. Тем не менее, можно выделить ряд элементов, специфических именно для этого оборудования, приведенный на структурной схеме рис. 3.21, а.

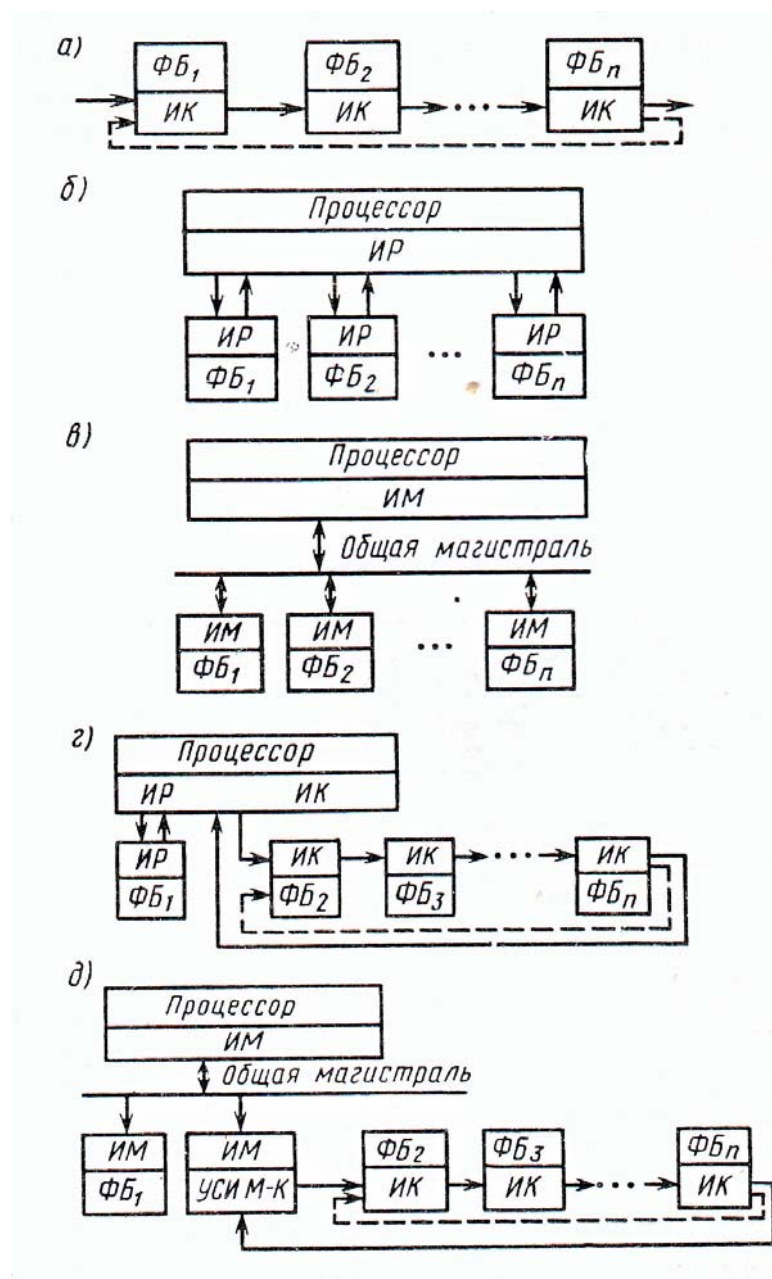


Рис. 3.21 Типовые структуры интерфейса [3, 8]

а – каскадный интерфейс; б – радиальный интерфейс; в – магистральный интерфейс; г – каскадно – радиальный интерфейс; д – каскадно–магистральный интерфейс

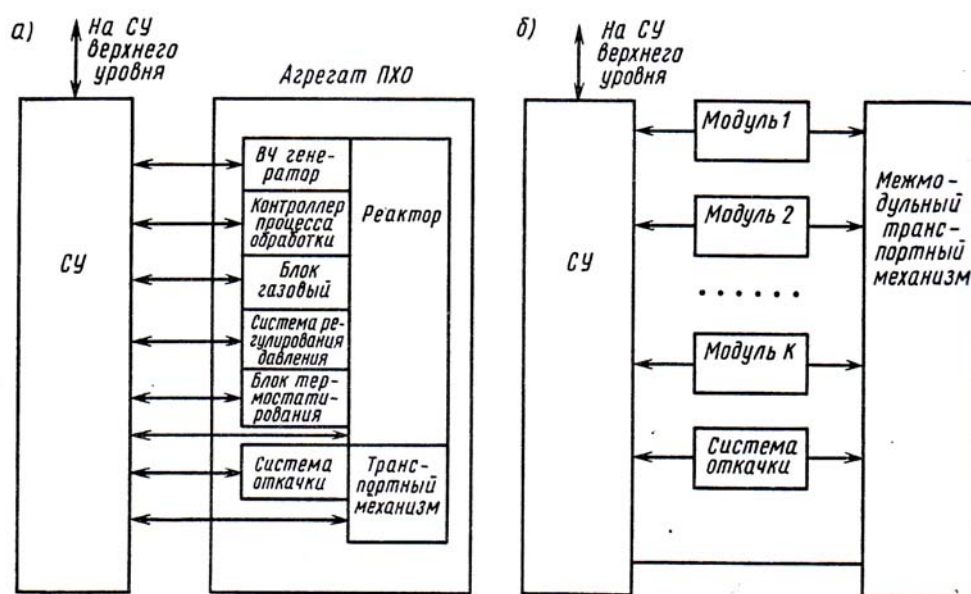


Рис. 3.22 Структурная схема одnoreакторной (а) и многореакторной (б) установок плазмохимической обработки [3]

В одnoreакторных установках ПХО основным элементом конструкции является реактор с транспортной системой. В реакторе пластины обрабатываются, транспортная система обеспечивает подачу пластин, а также изоляцию объема реакторов от окружающей среды для безопасной работы операторов и предотвращения загрязнений реактора продуктами атмосферы. Обычно реактор и элементы транспортной системы настолько интегрированы, что на схемах их показывают как одно целое. С реактором соединяется ряд узлов, обеспечивающих проведение технологического процесса (*ВЧ* – генератор, контроллер процесса обработки, газовый блок, система регулирования давления и блок термостатирования), а также откачная система для откачки транспортной системы при шлюзовании пластин в процессе их транспортирования. Управление всеми указанными элементами, а также связь с вышестоящим уровнем обеспечивается системой управления.

ВЧ – генератор обеспечивает подачу в реактор заданной мощности и возбуждение высокочастотного газового разряда в реакторе, в который из газового блока подается от одного до четырех газов заданных расходов. Контроллер процесса обработки обеспечивает формирование сигнала окончания обработки, по которому система управления отключает генератор, прекращает подачу газов и начинает процесс выгрузки, а затем загрузки пластин. Конструктивно одnoreакторные установки обычно выполняются в виде агрегата ПХО, к которому кабелями подключается шкаф с системой управления.

Конструктивной базой многомодульных установок (рис. 3.22, б) является межмодульный транспорт, с которым соединяются одnoreакторные модули, выполненные в соответствии с рис. 3.22, а, а также система для откачки эле-

ментов межмодульного транспорта при шлюзовании пластин. Все элементы установки управляются системой управления, которая является диспетчером для систем управления модулей.

В настоящее время в связи ростом диаметра обрабатываемых пластин, а также в связи с увеличением степени интеграции ИС, существенную роль играют конструктивные особенности транспортных систем установок ПХО. На рис. 3.23 показан вариант механизмов транспортирования установок ПХО. На рис. 3.23, а представлена упрощенная схема транспортного механизма для установки групповой обработки.

Здесь в реакторе 1 находится вращающийся нижний электрод 2 с обрабатываемыми пластинами 3. С реактором через шлюз 5 с переукладчиком пластин 17, вращающимся в плоскости электрода, соединено устройство перегрузки 6 пластин в кассеты. Между кассетами загрузки 14 и выгрузки 7 имеются резиновые пассивы 9, движущиеся слева направо, стол загрузки 12, стол выгрузки 10 и упор 11. Для обеспечения герметичности реактора при перемещении пластин предусмотрены двери 15, 16 в шлюзе 5, а также двери 8, 13 в устройстве перегрузки 6.

Рассмотрим цикл перегрузки одной пластины. В исходном состоянии электрод зафиксирован в положении, когда на позиции Π_1 нет пластины, переукладчик 5 с пластиной находится в шлюзе в положении Π_0 . Нижняя пластина кассеты загрузки 14 лежит на пассивах 9, а в кассете выгрузки 7 имеется свободное место. После начала загрузки переукладчик 17 с пластиной 3 заходит в реактор на позицию Π_1 , штыри 4 электрода поднимают и снимают с переукладчика пластину 3.

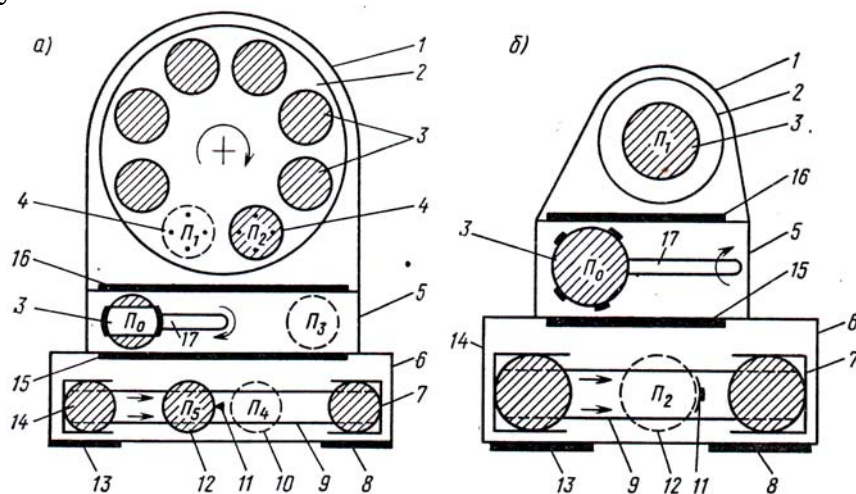


Рис. 3.23 Упрощенные схемы транспортных механизмов одnoreакторных установок ПХО групповой (а) и штучной (б) обработки [9]

1 – реактор; 2 – нижний электрод; 3 – пластины; 4 – штыри электрода; 5 – шлюз; 6 – устройство перегрузки пластин в кассеты; 7 – кассеты выгрузки; 8, 13 – двери устройства перегрузки; 9 – пассивы; 10 – стол выгрузки; 11 – упор; 12 – стол загрузки; 14 – кассета загрузки; 15, 16 – двери шлюза; 17 – переукладчик пластин

Переукладчик 17 переходит на позицию P_2 , в которой на штырях поднята обработанная пластина. После опускания штырей новая пластина опускается на электрод в позицию P_1 , а обработанная остается на переукладчике 17, который выносит ее на позицию P_4 . Одновременно с движением переукладчика из позиции P_0 в P_3 включается привод пассиков 9 и пластина из кассеты загрузки, двигаясь до упора 11, останавливается в позиции P_5 , а обработанная пластина (если она была) из позиции P_4 переходит в кассету выгрузки 7, после чего привод пассиков 9 отключается. После прихода переукладчика 17 в позицию P_4 подъемом стола 10 обработанная пластина снимается с переукладчика 17. Переукладчик переходит в позицию P_5 , стол загрузки 12 опускается, пластина со стола 12 остается в переукладчике, который заходит в шлюз на позицию P_0 .

Одновременно с движением переукладчика из позиции P_3 в позицию P_0 происходит поворот электрода так, что свободное место оказывается в позиции P_1 , а также движение кассеты загрузки 14 до касания следующей подложки пассиков 9, а кассеты выгрузки 7 – до освобождения в плоскости пассиков свободного места в кассете.

Аналогично происходит загрузка–выгрузка последующих пластин. Особенность загрузки первой пластины в том, что в исходном положении P_0 переукладчик находится без пластины, а последней – в том, что переукладчик 17 не снимает пластину с позиции P_2 , для чего штыри не опускаются при прохождении им этой позиции.

В том случае, когда в устройстве перегрузки 6 давление равно атмосферному, шлюзование каждой пластины происходит через двери 15, 16. В этом случае двери 13, 8 не устанавливаются. Если устройство перегрузки работает при низком давлении, то шлюзование осуществляется с помощью дверей 15, 13, 8 только при смене кассет 14, 7.

На рис. 3.23, б показана упрощенная схема транспортного механизма для установок поштучной ПХО. Как видно из рис. 3.23, б, в этом случае загрузка–выгрузка производится на один стол 12. Поэтому для повышения производительности переукладчик выполнен двойным и включает два переукладчика 17, расположенные друг над другом (механизм загрузки и механизм выгрузки), каждый из которых управляется независимо. В исходном состоянии в шлюзе 5 в механизме загрузки находится пластина, а механизм выгрузки подготовлен к выгрузке (пустой). Перегрузка начинается движением механизма выгрузки в реактор и съема обработанной пластины, после чего механизм выгрузки укладывает на электрод новую пластину и дверь шлюза 16 закрывается, а открывается дверь 15. Механизм загрузки берет новую пластину с позиции P_2 и переносит ее в шлюз на позицию P_0 . После этого механизм выгрузки переносит обработанную пластину на позицию P_2 и возвращается в шлюз 4 на позицию P_0 . Дверь шлюза 15 закрывается.

Сложность создания оптимальной системы управления для специального технологического оборудования (СТО) микроэлектроники, в том числе ПХО, определяется высокими темпами развития, многообразием видов оборудования,

а также постоянным увеличением количества исполнительных органов и датчиков в каждой единице оборудования.

Использование в таких САУ микроЭВМ и микропроцессорных комплектов позволяет реализовать различные варианты САУ, отличающиеся составом и взаимодействием их компонентов, направлением передачи и местом обработки информации. Различают два варианта построения СУ: 1) система централизованного управления; 2) система децентрализованного управления.

В системах централизованного управления информация обрабатывается только в микроЭВМ, для чего все технические средства СУ располагаются в блоке управления (БУ), а все датчики и исполнительные элементы – в технологическом объекте управления (ОУ). При этом сигналы с датчиков поступают в БУ, где в соответствии с алгоритмом управления формируются управляющие воздействия на исполнительные элементы. В таких системах выполнение любой функции осуществляется только через ЭВМ БУ, поэтому при ее отказе не гарантируется безопасность работы ОУ. Для устранения данного недостатка в ОУ обычно вводят дополнительные элементы (концевые выключатели, блоки аварийной сигнализации, защиты и т.д.).

В системах децентрализованного управления в составе ОУ выделяются отдельные агрегаты, в каждом из которых имеются дискретные и аналоговые датчики, а также дискретные и аналоговые исполнительные элементы. Каждый из агрегатов управляется отдельным контроллером. Связь между контроллерами, а также управление ОУ в целом осуществляется блоком управления (БУ). В децентрализованных СУ управление осуществляется при помощи группы локальных контроллеров, которые полностью или частично расчленяют функции по контролю хода технологического процесса или управлению тем или иным агрегатом ОУ. Следовательно, в децентрализованной системе имеется несколько центров обработки информации (БУ и контроллеры), а направление передачи потоков информации более сложное. Так, при слабом взаимодействии между агрегатами большая часть информации может обрабатываться контроллерами, каждый из которых выдает сигналы на исполнительные элементы агрегатов в зависимости от состояния датчиков и команд управления, поступающих с БУ. При правильном выборе агрегатов основной поток информации в системе децентрализованного управления обрабатывается с помощью контроллеров, а БУ синхронизирует их работу и передает по запросу необходимые сигналы от соседних контроллеров, диагностирует их состояния.

Сравнивая технические средства двух видов СУ, можно отметить, что децентрализованные системы отличаются большей номенклатурой. Кроме того, при проектировании децентрализованной СУ должны быть проработаны вопросы взаимодействия контроллеров и БУ. Вместе с тем, при сравнении этих вариантов построения СУ для одного и того же ОУ очевидно, что каждый контроллер и блок управления в децентрализованной системе обычно проще блока управления при централизованном управлении. Поэтому вопрос выбора струк-

туры СУ не имеет однозначного решения и рассматривается с учетом особенностей ОУ и имеющихся технических средств.

При выборе типа СУ необходимо учитывать следующие соображения: 1) в случае ОУ со значительными взаимными связями между всеми датчиками и исполнительными элементами системы централизованного управления будут эффективнее систем децентрализованного управления; 2) для ОУ с хорошо выраженной агрегатной структурой системы децентрализованного управления будут иметь преимущества. Так как в разработке ОУ все чаще используется агрегатный (модульный) принцип конструирования, то это открывает широкие перспективы для успешного применения систем децентрализованного управления.

Наиболее важной подсистемой СУ ПХО является подсистема управления процессом ПХО. Отличительная черта процессов ПХО – возможность получения информации о состоянии обрабатываемых полупроводниковых пластин в процессе обработки. Это позволяет непосредственно управлять процессом (формировать сигнал окончания обработки). Эту задачу решает подсистема определения момента окончания ПХО (контроллер процесса ПХО). Четкая работа контроллера позволяет снизить требования к стабильности технологических параметров (давление, мощность, расход реагентов).

Применяется несколько способов определения момента окончания обработки, отличающихся используемыми физическими эффектами: 1) эмиссионная спектрометрия – спектральный метод; 2) лазерная интерферометрия – лазерный метод.

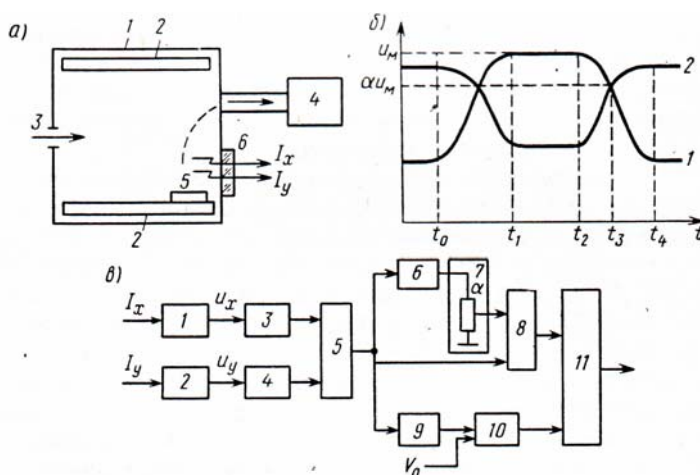


Рис. 3.24 Метод спектрального управления [3,14,17]

а – принцип работы; *б* – временная зависимость интенсивности излучения; *в* – функциональная схема контроллера

Принципы работы спектральных устройств фиксации момента окончания процесса поясняются на рис. 3.24, а.

В реакторе 1 между электродами 2 возбуждается плазменный разряд, при этом в реактор 1 подаются газообразные реагенты 3, а насосом 4 из реактора

удаляются продукты реакции. Под воздействием плазмы молекулы реагентов и продуктов реакции возбуждаются и в эмиссионном спектре появляются соответствующие спектральные составляющие, интенсивность которых зависит от параметров плазмы.

Зависимость интенсивности отдельных составляющих в процессе обработки показана на рис. 3.24, б. Здесь кривая 1 показывает изменение интенсивности спектральной составляющей продукта реакции, получаемого при обработке пластин. В момент t_0 в реакторе возбуждается плазма и начинается процесс обработки. При этом возникают продукты реакции, которые откачиваются насосом. В момент времени t_1 наступает динамическое равновесие и процесс обработки идет практически равномерно до момента t_2 , когда на некоторых пластинах обработка, например, травление, заканчивается, поэтому интенсивность составляющей начинает падать и в момент t_4 стабилизируется. Таким образом, для эмиссионного спектра продуктов реакции признаком окончания процесса обработки является стабилизация интенсивности излучения.

При использовании спектральных составляющих эмиссионного спектра реагентов, расходуемых в процессе обработки, временное изменение интенсивности излучения дает кривая 2 на рис. 3.26, б. Как следует из принципа работы спектрального метода, интенсивность излучения будет зависеть не только от стадии обработки, но и от расходов реагентов, степени ионизации и колебаний давления в реакторе, что создает дополнительные трудности при обработке сигналов.

Значительно уменьшить воздействие этих факторов на результат позволяет двухканальное построение контроллера ПХО, один из вариантов которого показан на рис. 3.24, в. Здесь одновременно измеряются интенсивности двух спектральных составляющих, одна из которых (I_X) зависит от стадии процесса обработки, а вторая (I_Y) – только от возмущающих факторов. Эти составляющие выделяются фильтрами 1, 2 усиливаются усилителями 3, 4 и подаются на устройство масштабирования (деления) 5. Если спектральные составляющие выбраны правильно, то на выходе устройства масштабирования напряжение практически не зависит от неконтролируемых изменений мощности, подводимой к реактору, и колебаний давления. Управление процессом ПХО происходит следующим образом. Схема выделения максимума 6 запоминает максимальное значение напряжения U_m , которое через потенциометр 7 с коэффициентом передачи α подается на компаратор 8. При уменьшении входного сигнала до величины αU_m компаратор 8 срабатывает. Одновременно с этим работает схема 9 измерения скорости изменения напряжения, компаратор 10 сравнивает ее текущее значение с пороговым U_0 . Сигналы с компараторов 8, 10 подаются на логическую схему 11, выдающую сигнал окончания обработки при одновременном срабатывании компараторов в течение некоторого заданного времени Δt .

Применение схемы выделения максимума и компаратора 8 исключает ложное срабатывание устройства в момент времени t_0 , t_1 , t_2 , когда значение скорости изменения меньше порогового, а процесс обработки еще не закончен.

Управление процессом по кривой 2 производится аналогично, при этом вместо отношения I_X/I_Y берут I_Y/I_X . Чувствительность спектрального метода зависит от суммарной площади обрабатываемых пластин, поэтому он широко применяется в ПХО групповой обработки. При уменьшении суммарной площади обрабатываемой поверхности интенсивность спектральных составляющих, а также величина спада от максимума существенно уменьшаются, что снижает эффективность метода. Достоинство спектрального метода управления ПХО заключается в простоте реализации, независимости результатов от топологии обрабатываемых слоев.

Метод управления процессом ПХО с помощью лазерного излучения поясняется на примере травления слоя алюминия 2 в окнах, свободных от фоторезиста 1 структуры рис. 3.25, а.

Слой алюминия нанесен на слой оксида кремния 3, расположенный на полупроводниковой подложке 4. На обрабатываемую поверхность направляется луч лазера и измеряется интенсивность отраженного луча 2. Отраженный луч включает в себя составляющие, полученные в результате отражения: от поверхности фоторезиста; от поверхности алюминия; от плоскости раздела фоторезиста и алюминия.

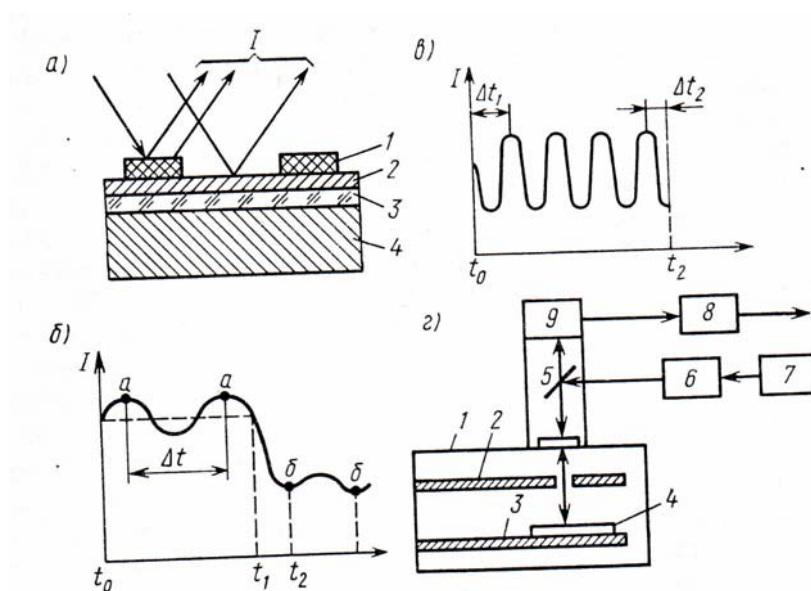


Рис. 3.25 Метод лазерного управления процессом ПХО [3]

а – обрабатываемая структура; б – временная зависимость светового потока при травлении алюминия; в – временная зависимость светового потока при травлении канавки в кремнии; г – функциональная схема контроллера

Оптическая разность хода этих составляющих зависит от коэффициента преломления и толщины слоев, поэтому при их изменении (например, травле-

нии) она будет изменяться. Следовательно, будет изменяться и величина интенсивности отраженного луча, что обусловлено интерференцией. На рис. 3.25, б показано изменение интенсивности отраженного луча от времени травления при обработке структуры (рис. 3.25, а). На участке $t_0 - t_1$ происходит травление алюминия, а также некоторое подтравливание фоторезиста. При этом разность хода составляющей, отраженной от поверхности раздела алюминия и фоторезиста, зависит от толщины слоя фоторезиста, поэтому на зависимости (рис. 3.25, б) будут минимумы и максимумы, при этом за время Δt между точками а изменение толщины h составит:

$$\Delta h = \frac{\lambda}{2n} \quad (3.55),$$

где λ – длина волны лазера; n – коэффициент преломления.

В период времени $t_1 - t_2$ толщина слоя алюминия уменьшается, он становится прозрачным, а потом стравливается весь. Поэтому интенсивность составляющей, полученной за счет отражения от слоя алюминия, быстро падает. Вместе с ней уменьшается и интенсивность отраженного луча. Для структуры рис. 3.25, а при травлении алюминия обработка заканчивается в момент времени t_2 (после резкого спада интенсивности отраженного луча при уменьшении скорости изменения интенсивности до нуля).

При продолжении обработки за слоем алюминия будет подтравливаться слой оксида кремния. В этом случае, как и в период времени $t_0 - t_1$, будет наблюдаться интерференция, обусловленная изменением оптической разности хода составляющей, полученной от поверхности раздела подложка – оксид кремния.

Изменение интенсивности отраженного луча существенно зависит от оптических свойств обрабатываемого материала, а также от состояния поверхности.

Функциональная схема контроллера ПХО показана на рис. 3.25, г. Здесь в реакционной камере 1 на нижнем электроде 3 лежит обрабатываемая подложка 4, на которую через отверстие в верхнем электроде 2, полупрозрачное зеркало 5 и расширитель 6 направляется лазерный луч 1. Отраженный луч через полупрозрачное зеркало 5 падает на фотоэлемент 9, где преобразуется в напряжение постоянного тока, которое подается в устройство обработки 8.

Достоинство лазерного управления ПХО заключается в том, что интенсивность отраженного луча не зависит от параметров плазмы, давления в реакторе. Кроме того, в отличие от спектрального метода лазерный является локальным, т.е. позволяет управлять обработкой той части пластины, куда направлен луч лазера. Недостаток лазерного управления ПХО заключается в сложности алгоритмов обработки временной зависимости светового потока с учетом деструкции фоторезистивной маски, а также сложного рельефа обрабатываемой пластины.

В системах централизованного управления основным элементом является блок управления с микроЭВМ и модулями приема и выдачи дискретной и аналоговой информации, которые воспринимают и выдают унифицированные сигналы постоянного тока (обычно аналоговые 0 – 10 В, дискретные 0 – 5 или 0 – 24 В). Поэтому датчики, измерительные преобразователи и исполнительные элементы объекта должны формировать и воспринимать такие же унифицированные сигналы.

Для измерения давления в реакторе наиболее часто используются деформационные вакуумметры, в которых давление определяется по деформации чувствительного элемента, например, тонкой мембраны. Применение деформационных вакуумметров в ПХО объясняется широким диапазоном измеряемых давлений ($0,1 - 10^3$ Па) и устойчивой работой в агрессивных средах, а также высокой точностью измерений и независимостью показаний от используемых газов.

Для обычного диапазона рабочих температур в процессах ПХО (не более 150°C) в качестве первичных измерительных преобразователей могут использоваться как терморезисторы, так и термоэлектрические преобразователи (ТЭП). Однако обычно применяют ТЭП, что обусловлено их широким применением во всех видах физико-термического оборудования, а также серийным выпуском прецизионных вторичных измерительных преобразователей. Обычно преобразователь включает в себя термовыравниватель, компенсатор термо-ЭДС свободных концов ТЭП, суммирующий усилитель постоянного тока, фильтр нижних частот и компаратор.

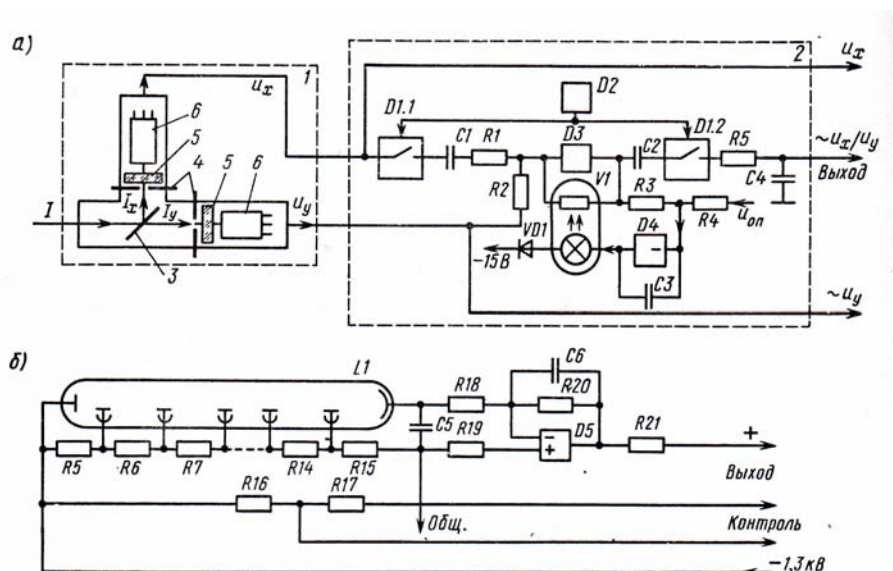


Рис. 3.26 Контроллер ИУП-5 процесса ПХО [3]
а – функциональная схема; б – принципиальная схема усилителя

Принцип работы таких узлов следующий: сигнал с термопреобразователя поступает через выпрямитель на усилитель, компенсатор свободных концов ТП

измеряет их температуру и формирует сигнал поправки. Для повышения точности компенсации температуры свободных концов ТП рабочий диапазон температуры окружающего воздуха 5 – 50 °С разбит на два кусочно–линейных участка. Это позволяет достигнуть точности компенсации термо–ЭДС свободных концов до 0,1 – 0,15 °С.

Для достижения высокой точности фиксации окончания процесса ПХО преобразователи светового потока в напряжение постоянного тока должны иметь высокую чувствительность, минимальный уровень собственных шумов и линейную амплитудную характеристику. Из известных фоточувствительных приборов данным требованиям в наибольшей мере удовлетворяют фотозлектронные умножители (ФЭУ).

Рассмотрим работу такого контроллера на примере контроллера ИУП–5. Контроллер состоит из оптической головки 1 и соединенного с ней блока обработки 2. Оптическая головка 1 крепится к окну реактора, а блок обработки 2 устанавливается в шкафу управления. Оптическая головка содержит полупрозрачное зеркало 3, регулируемые диафрагмы 4, оптические фильтры 5 и усилители 6. Блок обработки 2 содержит модулятор $D1.1$, усилитель $D3$, демодулятор $D1.2$, интегратор $D4$, резисторный оптрон VI и генератор $D2$. Контроллер работает следующим образом. Световой поток I через окно в реакторе падает на полупрозрачное зеркало 3 и разделяется на два потока I_X и I_Y , каждый из которых через диафрагмы 4, фильтры 5 поступает на усилители 6, где преобразуется в напряжение постоянного тока U_X , U_Y (порядка 0 – 1 В). В блоке обработки 2 эти напряжения фильтруются, усиливаются до уровня 0 – 10 В, а также масштабируются. Предусмотрена автоматическая регулировка усиления, для чего напряжение U_Y подается на вход усилителя $D3$ непосредственно, а U_X – через модулятор $D1.1$. Постоянная составляющая выходного напряжения усилителя $D3$ сравнивается с выходным сигналом интегратора $D4$ с заданным значением $U_{нор}=1$ В. Если выходное напряжение отличается от $U_{нор}$, то выходное напряжение интегратора изменяется, что приводит к изменению светового потока излучения и сопротивления R_0 резистора оптрона. Выходное напряжение равно:

$$|U_{вых}| = \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \frac{U_X}{U_Y} \quad (3.56).$$

Таким образом, усиление по каналу U_X масштабируется по величине сигнала U_Y .

Также можно рассмотреть в качестве примера контроллер ПХО MULTISEM (Франция). Этот контроллер содержит устройство цифрового управления DPU 227, к которому подключаются установленные на реакторе лазерная 1, квадрупольная 2, спектральная 3 головки, а также подается информация о расходе Q газов, поступающих в реактор, и давление P в реакторе с деформационного вакуумметра 4. Результаты измерений из устройства DPU 227 могут выводиться на печать.

Аналоговые сигналы с головок, пропорциональные интенсивности отраженного (I_0) и падающего (I_{Π}) лучей лазера, интенсивности спектральных составляющих, $I_{\lambda 1}$ и $I_{\lambda 2}$ излучений плазмы длинах волн λ_1 , λ_2 , а также давлению P , расходу газа Q и сигнал с квадрупольной головки через МПА (модуль приема аналоговых сигналов) поступают в ОЗУ. Для повышения точности измерения малых изменений интенсивности в лазерной и спектральной головках в контроллере предусмотрена возможность смещения уровня их выходного напряжения с МВА (модуль выхода аналоговый) с последующим усилением в МПА до полного диапазона входных сигналов АЦП. Значения напряжения смещения, а также коэффициента усиления МПА задаются программно, что позволяет изменять их в процессе обработки, например при переходе на другую стадию и т.п. Другой особенностью контроллера является использование в спектральной головке 3 в качестве фильтров малогабаритных монохроматоров с приводом на шаговых двигателях. Это позволяет программно изменять длину волны λ_1 , λ_2 анализируемых участков спектра излучения плазмы. Управление шаговыми двигателями монохроматоров производится программно через дискретные выходы модуля МД. Остальные входы и выходы этого модуля используются для обмена с агрегатом ПХО или вышестоящей системой управления (команды «Конец обработки» и др.).

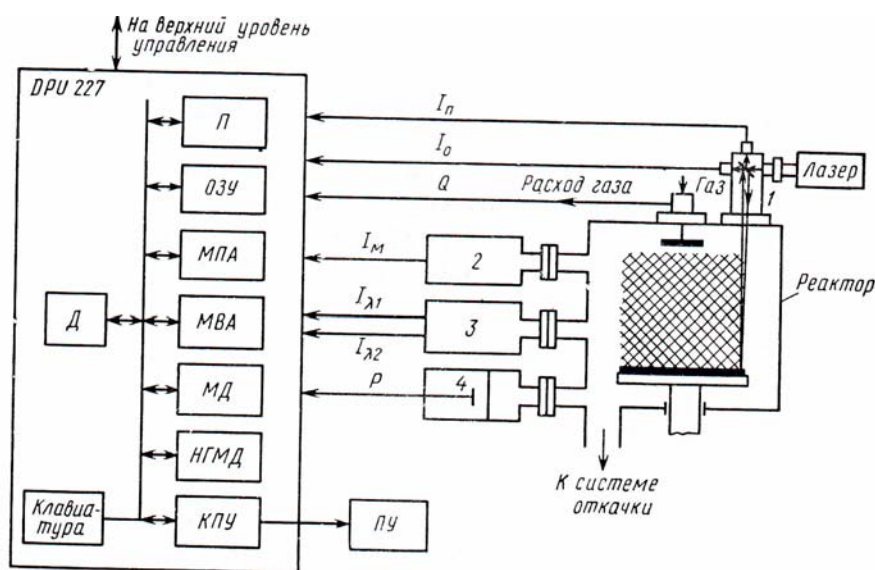


Рис. 3.27 Функциональная схема контроллера MULTISEM процесса ПХО [3]

ПО для автоматического управления процессами плазмохимической обработки основывается на уравнениях и математических выражениях, описывающих изменение физических величин в объекте управления. Например, для работы откачной системы уравнение для расчета подачи потока азота описывается как:

$$Q_2(i) = k_{II}[P(i) - P_3] + \frac{1}{T_{II}} \Sigma(P(i) - P_3) \quad (3.57),$$

где P_3 – задающее воздействие (задание) по давлению; k_{II} – коэффициент пропорциональности; T_{II} – постоянная времени интегрирования.

В данном случае в системе регулирования давления реализован пропорционально – интегральный закон управления. Кроме того, в таких блоках обычно предусмотрен допусковой контроль давления:

$$|P(i) - P_3| \leq \Delta P \quad (3.58),$$

где ΔP – допустимое значение погрешности регулирования давления.

В таких системах оператором традиционно задается небольшое количество параметров и режимов: температура термостатов и испарителей, расходы реагентов, рабочее давление, $ВЧ$ – мощность, параметры подсистемы определения момента окончания процесса обработки.

Неизменная часть ПО хранится в ПЗУ, а массив входных сигналов и выходных управляющих воздействий вместе с командами оператора хранится в ОЗУ блока управления. Поэтому оператор может изменять только указанные выше технологические параметры процесса обработки, а также режимы работы установки путем формирования команд («Пуск»; «Стоп»; «Сброс»; «Выгрузка»). В условиях быстрого изменения технологии это снижает возможности быстрого перехода установки на не запрограммированное при ее разработке технологические процессы, так как для изменения структуры циклограммы разработчик должен разработать и настроить новое ПО. Путь исключения данного недостатка разделении процесса разработки ПО на два этапа. На первом этапе разработчик оборудования разрабатывает новое ПО, на втором этапе – программирует в диалоговом режиме необходимую циклограмму процесса обработки с помощью блоков ПО путем назначения каждому блоку массива входных и выходных переменных.

3.5. Системы управления потоками парогазовых смесей

Важную роль в автоматизации технологического оборудования микроэлектроники занимает управление потоками газов и парогазовых смесей (ПГС). В основном используется два метода: метод постоянного перепада давления и тепловой.

Расходомеры, основанные на первом методе измерения расхода, называются ротаметрами. Основным их недостатком является невозможность автоматического съема показаний, а следовательно, и невозможность их использования в системах автоматического управления на основе вычислительной техники. В связи с этим в современном оборудовании используются измерители расходов, основанные на втором принципе действия – тепловом.

По принципу действия тепловые расходомеры, в свою очередь, обычно классифицируют на три группы: расходомеры с электрическим нагревом, с индукционным нагревом и с нагревом жидким теплоносителем. В микроэлектронике наибольшее распространение получили относящиеся к первой группе калориметрические и термоанемометрические расходомеры, которые позволяют использовать их в САУ и обладают высокими метрологическими характеристиками.

Калориметрический способ измерения расхода основан на измерении разности температур двух термоприемников (терморезисторов), расположенных до и после нагревателя (H) по направлению потока ПГС (рис. 3.28). Первичный преобразователь такого расходомера представляет собой тонкую трубку (диаметр 1 – 3 мм) из устойчивого к воздействию агрессивных сред материала (например, никеля или нержавеющей стали), на которую намотан проволочный нагреватель, а по обе стороны от него намотаны два терморезистора $TP1$ и $TP2$ (обычно из никеля).

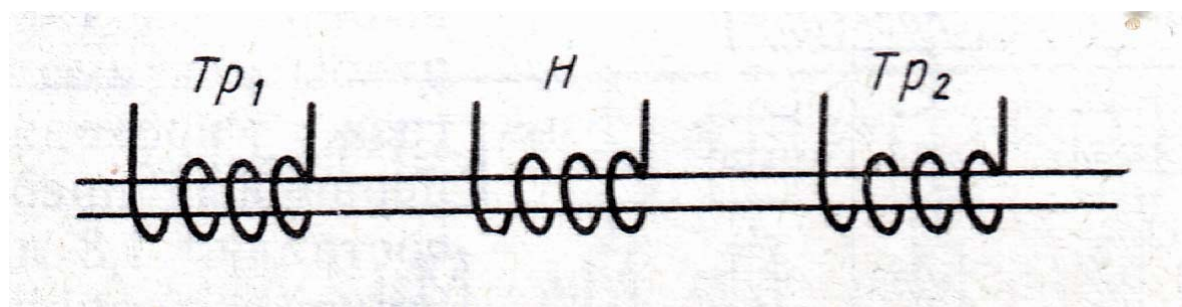


Рис. 3.28 Схема калориметрического расходомера [3,14]

Такая конструкция обеспечивает отсутствие непосредственных контактов нагревателя и терморезисторов с измеряемым потоком, поэтому калориметрические расходомеры можно использовать и для агрессивных газов и ПГС, что очень важно в технологии микроэлектроники. Все серийно выпускаемые и применяемые в микроэлектронике расходомеры используют калориметрический метод измерения расхода потока ПГС. Принцип работы термоанемометрических расходомеров основан на использовании зависимости между количеством теплоты, теряемой непрерывно нагреваемым или же предварительно нагретым телом, и скоростью потока, в котором это тело находится. В качестве чувствительных элементов термоанемометров используются проволочные и пленочные металлические, а также полупроводниковые терморезисторы.

Термоанемометры обладают на порядок более высоким динамическими характеристиками, к недостаткам их относится сильная зависимость показаний от теплофизических параметров ПГС, а также температуры окружающей среды, что вызывает необходимость разработки специальных схем термокомпенсации [3].

В САУ потоками ПГС используются не просто измерители расхода (расходомеры), а регуляторы расхода газа, включающие в себя не только расходомеры, но и исполнительные механизмы (ИМ) для поддержания заданного расхода независимо от изменения внешних воздействий.

На рис. 3.29 представлена функциональная схема регулятора расхода газа одного газового канала.

Расход задается электрическим сигналом, который изменяется в соответствии с программой техпроцесса, заложенной в управляющую ПЭВМ. Регулятор представляет собой систему автоматического управления расхода газа, имеющую нормированный аналоговый выходной сигнал 0 – 10 В, пропорциональный расходу газа.

Регулируемый газовый поток поступает на вход регулятора и в системе деления газа разделяется на два потока, один из которых проходит через первичный преобразователь, а другой – через байпас, представляющий собой пакет из трубочек. Коэффициент деления газового потока системы деления газа определяется отношением динамических сопротивлений преобразователя и байпаса и выбирается таким образом, чтобы максимальный расход газа, проходящего через первичный преобразователь, составлял 1,8 л/ч. В регуляторах для малых расходов газа байпас отсутствует, и весь газ проходит через первичный преобразователь, что позволяет получить хорошую линейность выходного сигнала.

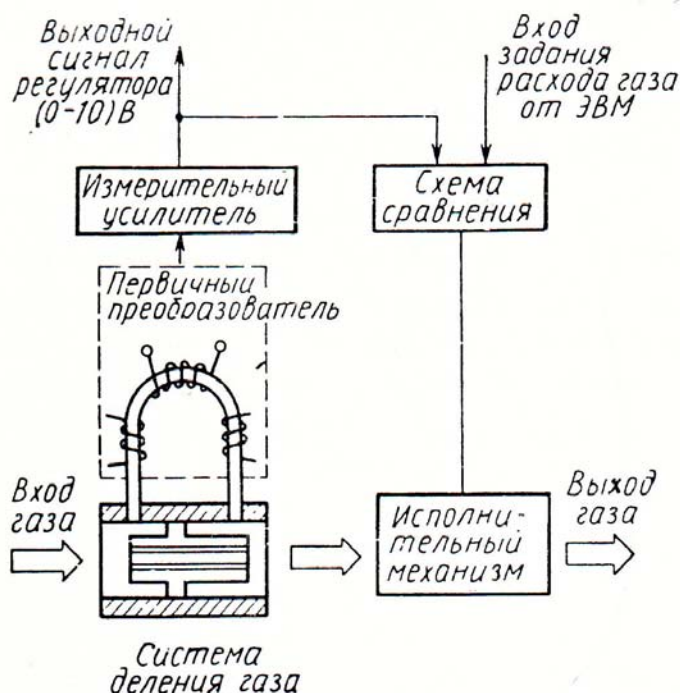


Рис. 3.29 Функциональная схема регулятора расхода газа [3]

В регуляторах для сохранения теплового режима калориметрических расходомеров во всем диапазоне расхода газа обеспечивается ламинарное течение потоков через преобразователь и байпас. Сигнал с преобразователя усиливается измерительным усилителем, содержащим схему термокомпенсации выходного

сигнала, мостовую схему измерения расхода, куда включаются терморезисторы преобразователя, и генератор тока. Так как выходной сигнал преобразователя нелинейно зависит от измеряемого расхода, измерительный усилитель содержит дополнительную схему, осуществляющую линеаризацию выходного сигнала регулятора изменением напряжения питания нагревателя в зависимости от значения выходного напряжения измерительного усилителя. Выходной сигнал регулятора, поступающий от усилителя, сравнивается в схеме сравнения с напряжением задания расхода газа. Конфигурация схемы сравнения определяется типом исполнительного механизма.

Во многих физико-химических процессах технологии *СБИС* используются агрессивные реагенты, концентрация которых в зоне реактора существенно влияет на качество продукции. Например, в хлоридных процессах газовой эпитаксии реагент (в данном случае – тетрахлорид кремния $SiCl_4$) дозируется путем пропускания определенного расхода газа-носителя (водорода) через термостатируемый испаритель (рис. 3.30).

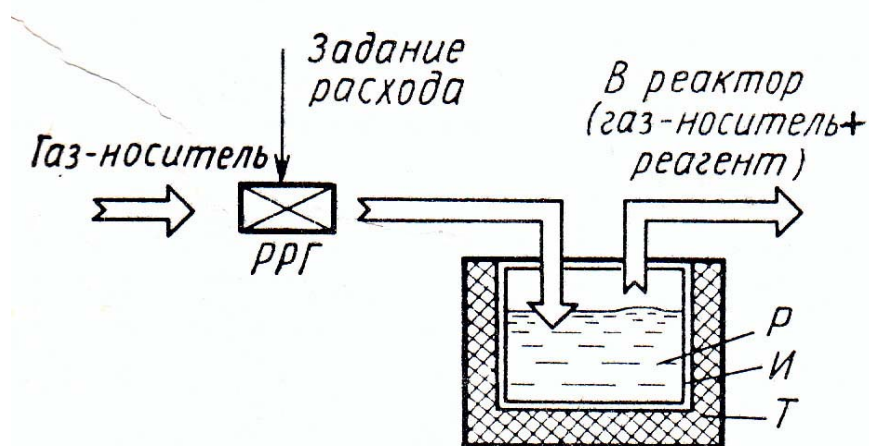


Рис. 3.30 Система дозирования расхода реагентов [3]
РРГ – регулятор расхода газа; *И* – испаритель; *Р* – реагент;
Т – термостат

Газ – носитель, управление расходом которого осуществляется с помощью регулятора расхода газа (*РРГ*), поступает в испаритель (*И*), где происходит его насыщение парами реагента (*Р*), а полученная газовая смесь поступает в реактор. Испаритель (*И*) помещается в термостат (*Т*). Так как на концентрацию реагента в смеси оказывает влияние не только расход газа-носителя и температура в испарителе, но также давление и уровень жидкости в нем, то такая система регулирования обладает неудовлетворительными точностными характеристиками – погрешность регулирования расхода реагента, т.е. его концентрация в реакторе, составляет 10 – 15 %. Большую погрешность регулирования можно объяснить и отсутствием сигнала обратной связи, несущего информацию о концентрации реагента в смеси непосредственно перед реактором. Значитель-

ный объем испарителя (в современных высокопроизводительных установках он обычно составляет 10 – 20 л) объясняет невысокие динамические характеристики такой системы регулирования – постоянная времени составляет несколько десятков минут.

Требования технологии СБИС, а также растущая степень автоматизации технологического оборудования определяют необходимость осуществления автоматического прецизионного регулирования подачи реагента в реактор. Данным требованиям отвечает система автоматического регулирования, изображенная на рис. 3.31.

Система работает следующим образом. Газ – носитель с входа поступает в чувствительный элемент датчика расхода, реализующего калориметрический способ измерения. Чувствительный элемент датчика расхода представляет собой капилляр диаметром 1 мм. снаружи которого расположены два терморезисторных чувствительных элемента и нагреватель, причем терморезисторы образуют два плеча мостовой схемы, работающей в режиме с постоянным током питания. При отсутствии потока газа – носителя оба терморезистора нагреты до одинаковой температуры, имеют одинаковое сопротивление, и поэтому мост сбалансирован, а выходной сигнал его равен нулю. Появление газа – носителя приводит тому, что первый по ходу газа терморезистор охлаждается, а второй нагревается, вызывая таким образом разбаланс мостовой схемы и появление в ее измерительной диагонали сигнала, пропорционального расходу газа – носителя.

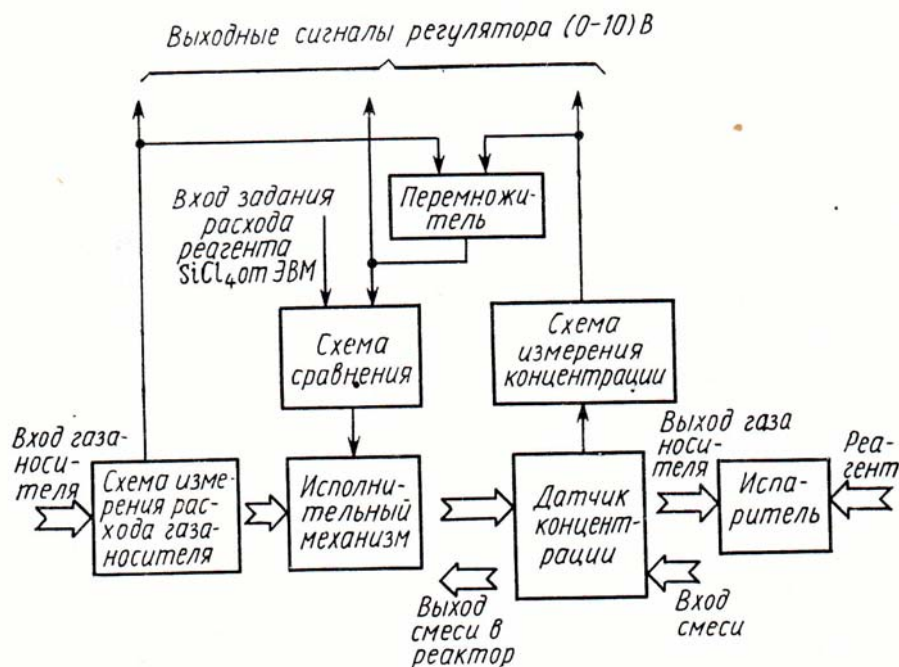


Рис. 3.31 Функциональная схема регулятора концентрации жидких реагентов [3]

Данный сигнал усиливается, в результате чего на выходе схемы измерения расхода газа – носителя устанавливается напряжение $U_{ГН}$, прямо пропорциональное расходу газа – носителя:

$$U_{ГН} = k_1 Q_{ГН} \quad (3.59),$$

где k_1 – нормирующий коэффициент пропорциональности, зависящий от максимальной величины расхода газа – носителя и требуемого значения выходного напряжения расходомера. Далее газ – носитель проходит через исполнительный механизм (*ИМ*) дилатометрического типа, который путем изменения проходного сечения газового канала регулирует расход газа – носителя. Работа *ИМ* управляется от схемы сравнения. После прохождения *ИМ* газовый поток через датчик концентрации поступает в испаритель с реагентом. В испарителе газ – носитель насыщается парами реагента и полученная ПГС вновь поступает в датчик концентрации, где измеряется концентрация смеси, а затем уже идет в реактор.

В случае неравенства теплофизических характеристик газа – носителя и ПГС (т.е. при появлении реагента) измерительный мост с чувствительными элементами концентрации разбалансируется и на выходе системы измерения концентрации появляется сигнал $U_{отн}$, пропорциональный относительной концентрации C реагента к газу–носителю, т.е. [3]:

$$U_{отн} = k_2 \frac{Q_p}{Q_{гн}} = k_2 C \quad (3.60),$$

где k_2 – коэффициент пропорциональности.

Напряжения $U_{ГН}$ и $U_{отн}$ выходов расходомера и измерителя концентрации поступают на перемножитель, на выходе которого устанавливается напряжение, прямо пропорциональное расходу реагента Q_p в магистрали, т.е. его концентрации в реакторе. Напряжение U_p служит мерой выходной величины регулятора концентрации.

С выхода перемножителя напряжение U_p поступает на схему сравнения, где происходит его компарирование с поступающим извне (например, от ЭВМ) напряжением задания. Сигнал рассогласования, пропорциональный разнице между заданным и действительным значением напряжения, управляет работой *ИМ*. Им регулирует расход газа – носителя до тех пор, пока разница между напряжением задания и сигналом с выхода перемножителя не станет равной нулю. Наличие в описанной системе автоматического измерителя концентрации реагента позволяет поддерживать расход реагента инвариантным к изменению внешних условий в испарителе, а значит, отпадает надобность в громоздких системах термостатирования, обладающих неудовлетворительными динамическими характеристиками.

Рассмотрим аппаратные средства, входящие в состав систем управления ПГС.

Калориметрические расходомеры. Принцип действия калориметрических расходомеров основан на измерении тепловой мощности, переносимой потоком газа от электронагревателя к теплочувствительному элементу. В неконтактных калориметрических расходомерах связь между измеряемой величиной и расходом газа выражается зависимостью:

$$\Delta P_H = Q_V \cdot \rho \cdot C_p \cdot \Delta \theta_H \quad (3.61),$$

где ΔP_H – часть электрической мощности нагревателя, эквивалентная тепловой мощности, переносимой потоком газа от нагревателя к теплочувствительному элементу; Q_V , ρ , C_p – объемный расход, плотность и удельная теплоемкость при постоянном давлении измеряемого газа; $\Delta \theta_H$ – температура подогрева потока газа после нагревателя.

Если путем изменения электрической мощности нагревателя поддерживать постоянную температуру подогрева потока газа, т.е. температуру внутри измерительной трубочки на участке, где находится обмотка нагревателя, то приращение электрической мощности нагревателя или напряжение, пропорциональное изменению этой мощности, которое удобно измерять, будут однозначно определять расход газа.

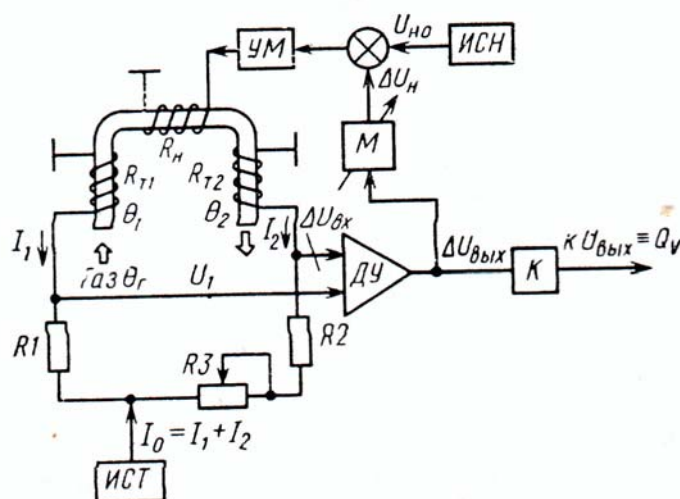


Рис. 3.32 Структурная схема калориметрического датчика расхода газа [3,17]

Структурная схема датчика расхода газа (ДРГ) приведена на рис. 3.32. Терморезистивные преобразователи R_{T1} и R_{T2} включаются в смежные плечи моста, в два других плеча моста включены постоянные резисторы $R1$, $R2$ и подстроечный резистор $R3$. Обычно используется равновесный мост, т.е. $R_{T1} = R_{T2} = R_{T0}$ (при отсутствии расхода) и $R_1 = R_2 + R_3 = R$. Измерительная диагональ моста подключена ко входам дифференциального усилителя (ДУ) разбаланса моста. Мост

Мост запитывается от источника стабильного тока (*ИСТ*). Сила тока выбирается такой, чтобы токи $I_1 = I_2$, протекающие через терморезистивные преобразователи, практически не вызывали их разогрева, но в то же время были максимально большими, так как они определяют величину разбаланса моста. Обмотка нагревателя подключена к выходу усилителя мощности (*УМ*), на суммирующие входы которого подается постоянное напряжение от источника стабилизированного напряжения и напряжение ΔU_H с регулируемого масштабного блока (*М*), на вход которого поступает выходное напряжение *ДУ*. Выходное напряжение *ДРГ*, пропорциональное измеряемому расходу газа, формируется из выходного напряжения *ДУ* масштабным блоком *К*. При нулевом расходе газа выходное напряжение *ДУ* равно нулю, а на сопротивлении нагревателя выделяется мощность, равная:

$$P_{H0} = \frac{U_{H0}^2}{R_H} = I_{H0} U_{H0} \quad (3.62).$$

При расходе, не равном нулю, R_{T1} охлаждается проходящим внутри него потоком газа, температура его уменьшается на величину $\Delta\theta_1$, далее поток газа, проходя через нагреватель, подогревается на некоторую величину, близкую к $\Delta\theta_H$ (температура внутренней стенки измерительной трубочки внутри нагревателя) и потом, проходя через R_{T2} , нагревает его, увеличивает его температуру на величину $\Delta\theta_2$. Изменение сопротивления терморезисторов нарушает баланс моста, на входах *ДУ* появляется напряжение, которое усиливается и через масштабный блок поступает на суммирующий вход *УМ*, тем самым увеличивая мощность нагревателя, т.е. компенсируя унесенную потоком газа часть тепловой мощности. Мощность, выделяемая на сопротивлении нагревателя, равна:

$$P_H = P_{H0} + \Delta P_H \quad (3.63),$$

или

$$\Delta P_H = 2I_{H0}\Delta U_H + \frac{\Delta U_H^2}{R_H} \quad (3.64).$$

Как видно из (3.64), оценка расхода газа в данном случае может производиться на основе измеренной величины ΔU_H . В реальных преобразователях *ДРГ* всегда присутствует некоторая нелинейность, в связи с чем имеется погрешность порядка 2 %. Это объясняется тем, что значительная часть мощности нагревателя рассеивается через теплоизоляцию. На предприятиях – изготовителях регуляторы типа РРГ настраиваются на азоте, поэтому измеряемый и регулируемый расход в характеристиках таких приборов приводится для азота. Чтобы измерять другие газы, нужно показания прибора умножать на коэффициент k , вычисленный по формуле:

$$k = \frac{0,3098}{\rho_z C_{pz}} N \quad (3.65),$$

где ρ_z – плотность газа, кг/м^3 ; C_{pz} – удельная теплоемкость газа при постоянном давлении, $\text{Дж/(моль} \cdot \text{К)}$; N – коэффициент пропорциональности, равный $0,880 - 1,030$ в зависимости от количества атомов в молекуле данного газа.

На рис. 3.33 дана структурная схема термоанемометрического датчика расхода газа.

Прибор построен по обычной для термоанемометров компенсационной схеме, так как разогретый проходящим по нему электрическим током чувствительный элемент реагирует на изменения теплофизических свойств и скорости потока газа одновременно, поэтому один чувствительный элемент (R_{T1}) располагают непосредственно в потоке газа, а другой (R_{T2}) находится в аэродинамической тени, т.е. он не реагирует на изменения скорости потока газа. Оба терморезистора подключены к идентичным преобразовательным схемам, которые из-за изменения электрического тока, протекающего через терморезисторы, поддерживают постоянным значение статического сопротивления терморезисторов, а значит, и постоянное значение среднеобъемной температуры TP . Преобразователи $ПР_1$, $ПР_2$ строятся по принципам постоянной обратной связи или частотно-импульсной обратной связи. Выходные сигналы с преобразователей $ПР_1$ и $ПР_2$ пропорциональны электрической мощности, подводимой к R_{T1} и R_{T2} . Каждый чувствительный элемент в паре со своим преобразователем образует структуру преобразователя расхода газа ($ПРГ$) в электрический сигнал, пропорциональный мощности.

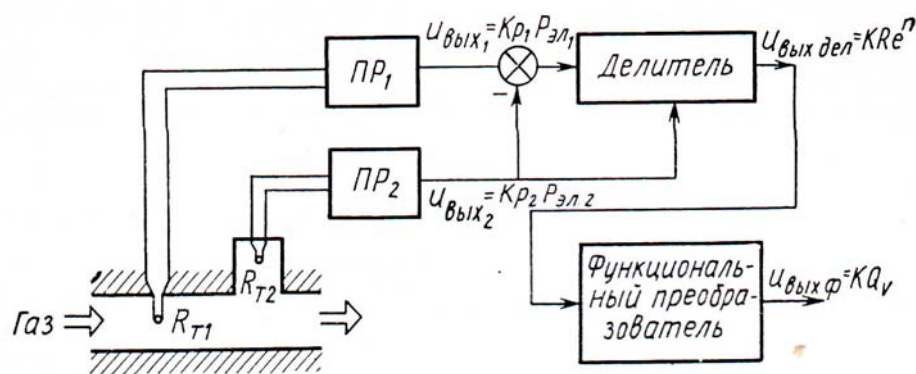


Рис. 3.33 Структурная схема термоанемометрического датчика расхода газа

Датчики концентрации реагентов. В микроэлектронике в датчиках концентрации реагентов используется кондуктометрический способ измерения концентрации. Принцип действия кондуктометрического датчика концентрации основан на том, что температура, а значит, и сопротивление терморезистора

ра, нагреваемого электрическим током и имеющего большой температурный коэффициент сопротивления, при отсутствии конвекции зависят в основном от теплопроводности среды вокруг терморезистора. Если при этом теплопроводность одного компонента ПГС отличается от теплопроводности других компонентов, то теплопроводность смеси будет определяться концентрацией этого компонента. В таком случае определение концентрации измеряемого компонента сводится к измерению сопротивления терморезистора.

Датчик концентрации представляет собой два пленочных терморезистора, расположенных в проточно-диффузионных ячейках. Один терморезистор находится в канале чистого газа-носителя (например, водорода), а другой – в газовой смеси (для рассмотренной САУ это смесь водорода и тетрахлорида кремния). Терморезисторы включены в мостовую измерительную схему, работающую от генератора тока, поэтому их сопротивление определяется теплопроводностью окружающей среды. При отсутствии тетрахлорида кремния в смеси мост сбалансирован. Изменение теплопроводности смеси, вызванное содержанием в ней $SiCl_4$, приводит к изменению температуры одного из терморезисторов, так как в нормальных условиях теплопроводность водорода составляет $177 \cdot 10^{-3}$ Вт/(м·град), а теплопроводность $SiCl_4$ – $6,9 \cdot 10^{-3}$ Вт/(м·град); следовательно, добавка небольшого количества $SiCl_4$ оказывает существенное влияние на теплопроводность смеси водород – тетрахлорид кремния.

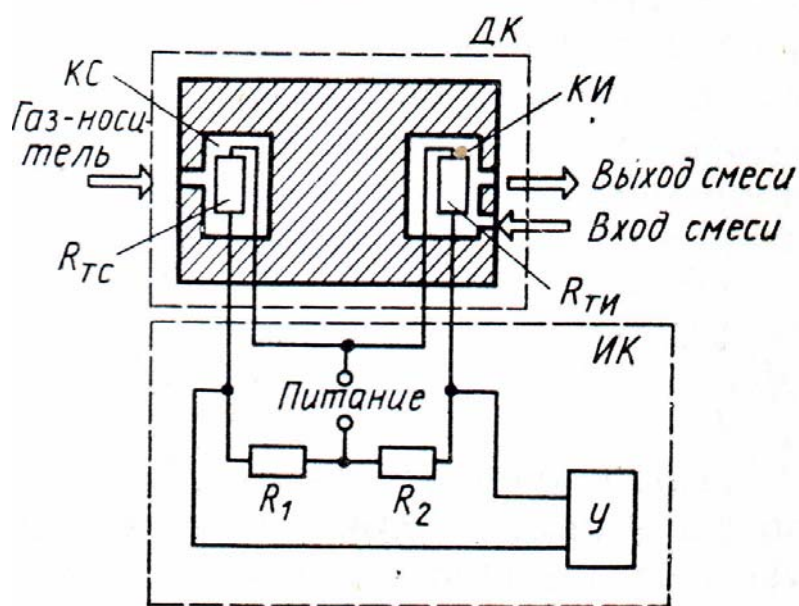


Рис. 3.34 Схема кондуктометрического измерителя концентрации
 ДК – датчик концентрации; КС – камера сравнения; КИ – измерительная камера; ИК – измерительная схема концентрации; У – усилитель разбаланса моста

В измерителе (рис. 3.34) в качестве чувствительных элементов, реагирующих на изменение теплопроводности, применены терморезисторы R_{mc} и R_{mi} , причем терморезистор сравнения R_{TC} , расположенный в камере сравнения, находится в потоке газа – носителя, в то время измерительный терморезистор R_{TH} , расположенный соответственно в измерительной камере, находится в потоке анализируемой смеси. Терморезисторы R_{mc} и R_{mi} включены в плечи равновесного моста, два других плеча которого образуют постоянные сопротивления R_1 и R_2 . К измерительной диагонали моста подключен усилитель разбаланса. Измерительный мост вместе с усилителем образуют схему измерения концентрации (ИК). Когда через измерительную камеру начинает протекать бинарная смесь, состоящая из газа – носителя и анализируемого компонента, обладающего иной теплопроводностью, чем газ – носитель, изменяются условия теплоотдачи измерительного терморезистора R_{TH} , в результате чего он изменяет свою температуру. Это вызывает изменение сопротивления терморезистора, что приводит к разбалансу моста. Появившаяся разность напряжений усиливается и нормируется усилителем разбаланса.

В связи с тем, что в большинстве случаев потери теплоты, связанные с излучением и теплопередачей самого терморезистора через токопроводящие элементы (концевые потери), незначительны, на основании закона Фурье можно записать:

$$Q = \frac{2\pi \cdot l}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \lambda (\theta_r - \theta_c) \quad (3.66),$$

где Q – количество теплоты, выделяемой в единицу времени терморезистором; r_1 и r_2 – радиус камеры и радиус терморезистора; θ_r , θ_c – температуры терморезистора и стенки камеры; λ – теплопроводность газа; l – длина терморезистора.

С другой стороны, к терморезистору, нагреваемому электрическим током, подводится количество теплоты

$$Q = I^2 R_T \quad (3.67).$$

Приравнивая данные выражения, получим:

$$\theta_r - \theta_c = \frac{\ln \frac{r_2}{r_1}}{2\pi \cdot l} \frac{I^2 R_T}{\lambda} \quad (3.68).$$

Данная формула является основной для расчета зависимости изменения мощности, рассеиваемой на терморезисторе, от изменения теплопроводности газовой смеси.

По принципу подвода ПГС к чувствительному элементу кондуктометрические датчики делятся на проточные, диффузионные и проточно-диффузионные.

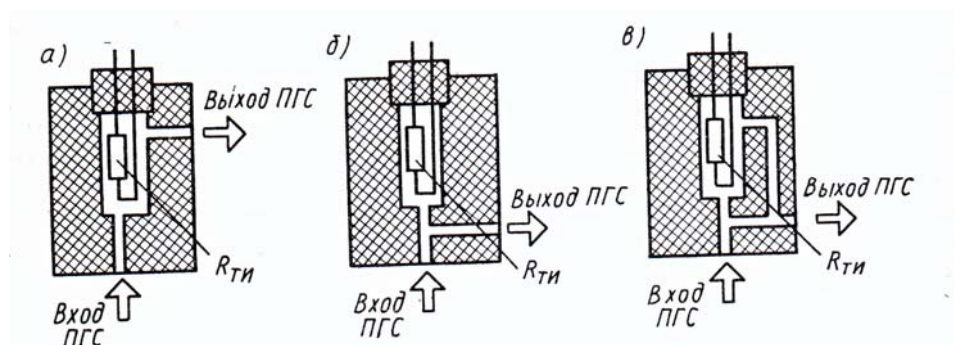


Рис. 3.35 Конструкции камер кондуктометрических датчиков Концентрации [3]

а – проточная; б – диффузионная; в – проточно-диффузионная

Датчики концентрации с проточными камерами наиболее чувствительны к колебаниям расхода газа – носителя, однако они обладают и наименьшей среди других конструкций постоянной времени.

В датчиках концентрации с диффузионными камерами анализируемая ПГС к чувствительному элементу подводится путем диффузии. Постоянная времени таких устройств зависит от длины и диаметра диффузионного канала, а также от коэффициента диффузии газа при данной температуре и давлении в измерительной камере. Наиболее часто применяются датчики с проточно-диффузионными камерами, которые имеют меньшую чувствительность к расходу газа – носителя по сравнению с камерами проточного типа, а также меньшую, чем датчики с диффузионными камерами, постоянную времени.

3.6. Система управления автоматической сборки интегральных схем (ИС)

В оборудовании сборки ИС используются системы управления централизованные, иерархические, распределенные (использующие различные управляющие устройства от комбинационных схем до микропроцессоров). Обобщенная структурная схема системы управления сборочной установкой показана на рис. 3.38.

Система управления постоянно получает информацию о значениях параметров, поступающих с датчиков, расположенных на объекте управления. На основе анализа этих значений система управления определяет текущий режим работы объекта. Кроме того, благодаря этому анализу и наличию внешних сигналов о желаемом изменении режима система управления выявляет необходимость в изменении режима объекта и проверяет технологическую возможность требуемого изменения режима. Если имеются условия для организации смены

режима, то система управления переключается на выполнение программы смены режима и реализует ее.

Системы управления сборочного оборудования строятся по централизованному или иерархическому принципу. В первом случае имеется только одно устройство управления, например ЭВМ общего назначения, которое выполняет все функции управления в установке от реализации общего алгоритма до специфических циклограмм отдельных узлов. В такой системе все исполнительные устройства являются пассивными и самостоятельно функционировать не могут.

Устройство управления анализирует состояние датчиков, клавиатуры управления, определяет внутреннее состояние и перемещает координатные приводы в заданную позицию с требуемой характеристикой движения. Для этого коммутируют фазные обмотки шаговых двигателей в режимах разгона, постоянной скорости и торможения двигателей. В заданные по циклу моменты времени включаются и выключаются электромагниты, выполняющие различные функции.

Все это требует достаточно высокого быстродействия устройства управления, зависящего в первую очередь от скоростей перемещения двигателей или от частоты коммутации их фазных обмоток. Основным достоинством централизованной системы управления является ее компактность аппаратуры и простота программного обеспечения (из – за отсутствия различных протоколов обмена между устройствами, имеющими собственное программное обеспечение).

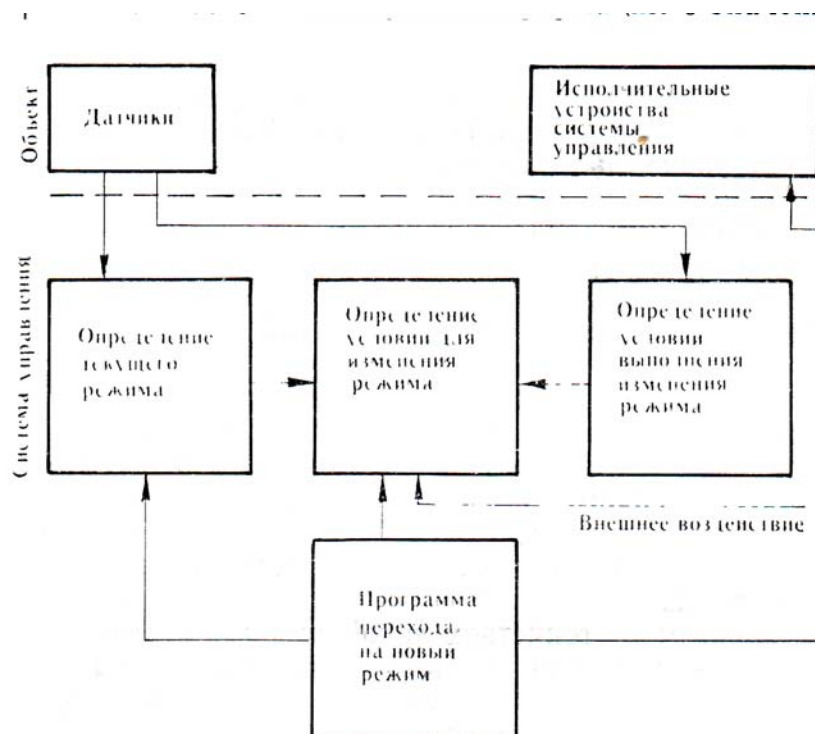


Рис. 3. 36 Обобщенная структурная схема управления автоматической сборкой ИС [9]

В то же время, необходимость высокого быстродействия устройства управления для высокопроизводительных установок, имеющих 4 и более координатных привода с необходимой частотой коммутации 10 кГц и выше и выполняющих при этом различные другие операции, например, преобразование координат, контроль величины перемещений, привела к тому, что централизованные системы управления в сборочном оборудовании практически не используются. Подавляющее большинство систем управления сборочных установок имеет иерархическую структуру, т.е. исполнительные устройства, реализующие сложные функции, выполняются активными с собственной системой управления, а иногда их реализуют в виде отдельных модулей. По количеству аппаратуры иерархическая система проигрывает централизованной, однако ее основное достоинство – высокое быстродействие, т.е. система управления своим быстродействием не ограничивает производительность сборочных установок.

Пример иерархической структурной схемы системы управления установкой присоединения проволочных выводов с линейными шаговыми двигателями показан на рис. 3.37.

Пример централизованной структурной схемы системы управления установкой присоединения проволочных выводов с линейными шаговыми двигателями показан на рис. 3.38.

Рассмотрим обобщенную структурную схему системы управления сборочной установкой (рис.3.39.). Центральный контроллер установки выполняет функции управления, реализует циклограмму работы механизмов сборки и обеспечивает связь с автономными устройствами управления.

Связь с датчиками и исполнительными механизмами осуществляется через устройство сопряжения контроллера, поэтому для каждой конкретной установки она будет отличаться как по количеству цепей, так и по электрическим сигналам, подаваемым по этим цепям. Например, для электромагнитов необходим определенный ток для их срабатывания, а сигнал с датчика Холла может составлять доли милливольт, если в датчике отсутствует предварительный усилитель.

Режим работы установки задается с клавиатуры управления, связь которой с контроллером может осуществляться по нестандартному каналу, поскольку в каждой установке имеются различия как в режимах, так и в функциях, выполняемых в этих режимах. Поэтому данная часть программного обеспечения в каждой установке также будет оригинальной. Применение в этих условиях универсального канала связи влечет за собой значительное усложнение программного обеспечения, осуществляющего обмен, что является недостатком. По этим же причинам редко используется универсальный интерфейс типа ИРПР или ИРПС с ультразвуковым генератором, терморегулятором, блоком формирования шарика и координатными приводами. Такие устройства могут иметь упрощенный, стандартный внутри своей группы интерфейс, поскольку при отсутствии хотя бы одного из этих устройств установка неработоспособна.

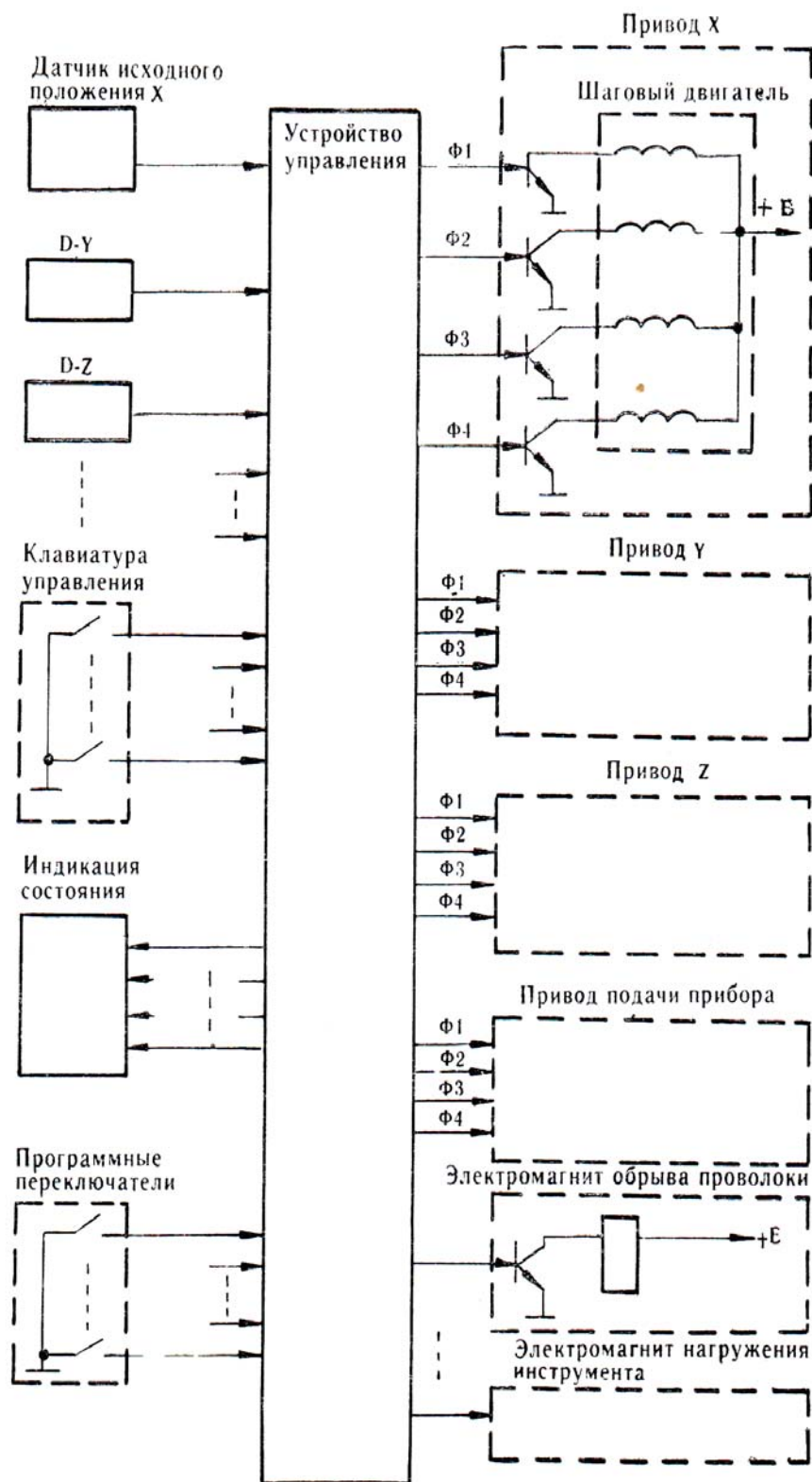


Рис. 3.37 Централизованная структурная схема управления установкой автоматической сборки ИС [9]

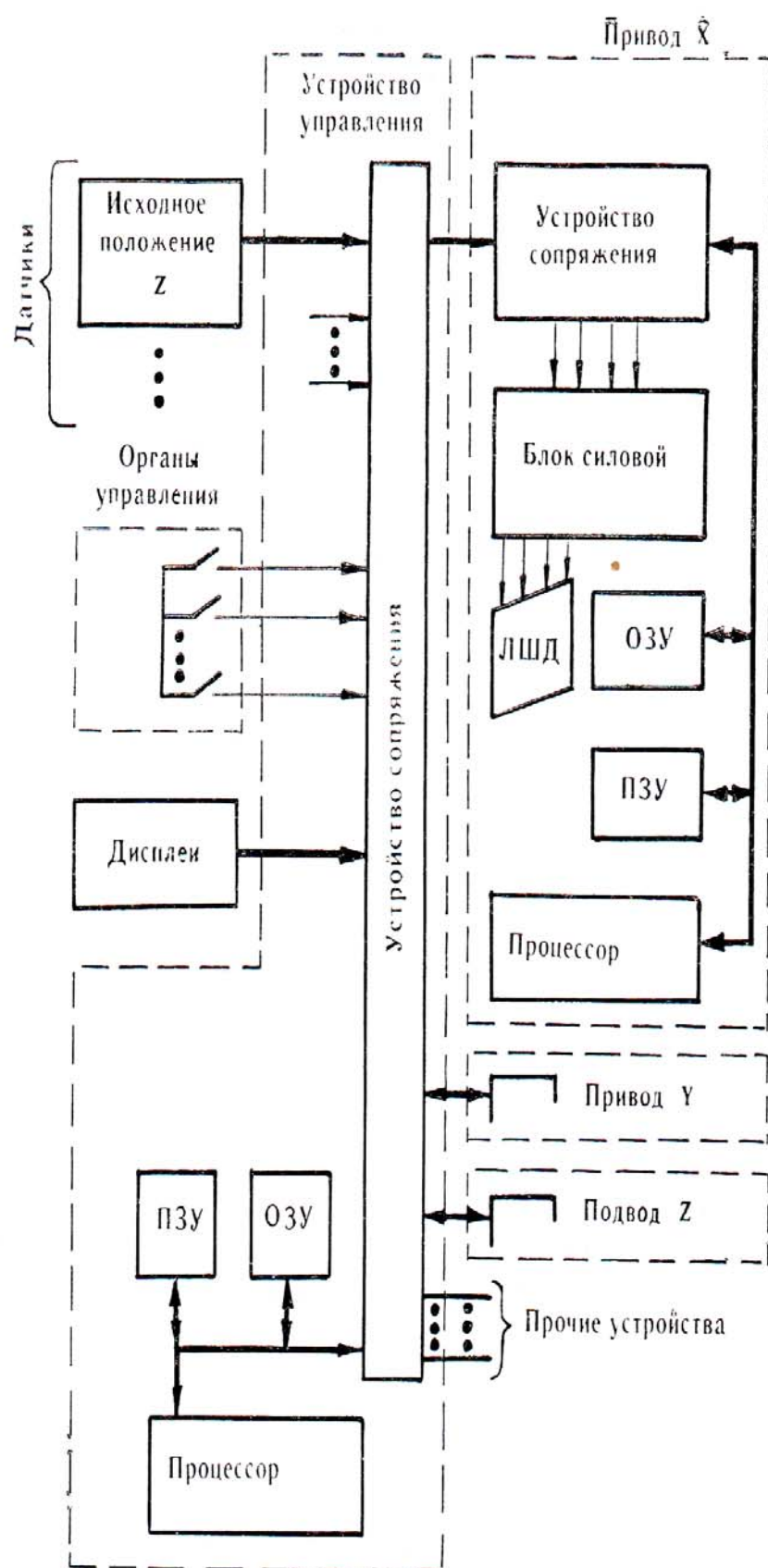


Рис. 3.38 Иерархическая структурная схема управления установкой автоматической сборки ИС [9]

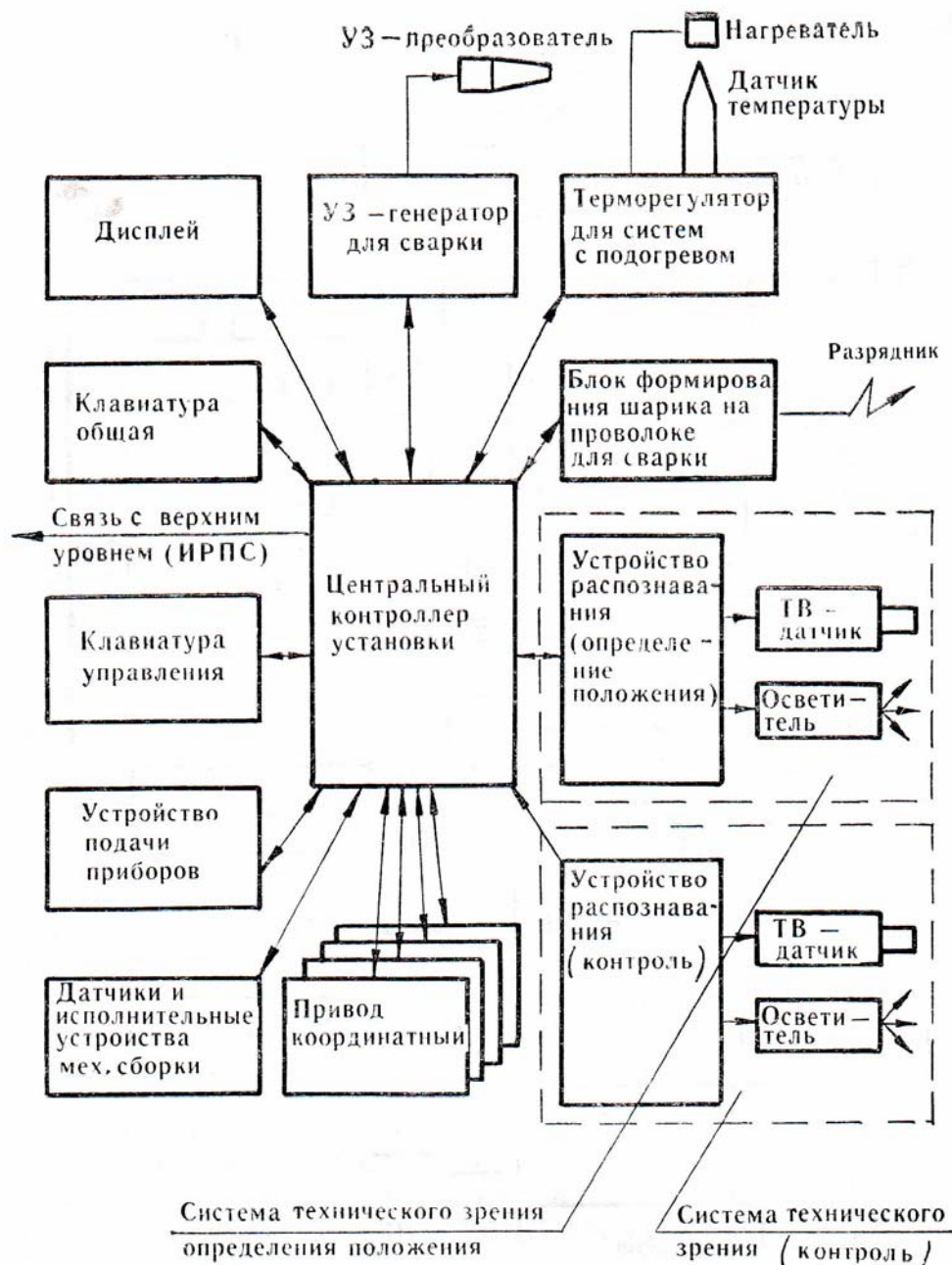


Рис. 3.39 Обобщенная структурная схема установки присоединения проволочных выводов [9]

Устройствами, для которых предпочтительным может быть универсальный интерфейс, являются устройства подачи приборов на позицию сборки и системы технического зрения, определяющие положение объекта и выполняющие контрольные операции после сборки. Это связано с тем, что такие устройства в ряде случаев имеют различные циклограммы работы, алгоритмы и являются достаточно сложными. В этих условиях связь с контроллером по некоторому протоколу обмена необходимо значительно сократить для того, чтобы при новых задачах либо в установке, либо в системе технического зрения, либо в уст-

ройстве подачи приборов остальная часть установки не претерпевала значительных изменений.

Устройства управления сборочным оборудованием реализуют основные функции алгоритмической связи систем приводов, исполнительных элементов, датчиков выполнения команд и операций, а также реагируют на команды оператора. Решаемые задачи могут быть логическими или комбинированными (логическими и вычислительными)

Логические операции реализуют комбинационные схемы либо управляющие логические устройства с временными задержками. Алгоритмы функционирования этих систем определяются только их структурой, т.е. они реализуют логические сети, не содержащие управляющих логических операторов. Данные устройства разрабатываются индивидуально для каждой установки и не имеют каких – либо особенностей, характерных для оборудования сборки. Более универсальным является программное устройство, позволяющее реализовать логические сети с управляющими логическими операторами.

В программно – логических устройствах реализация алгоритмов управления происходит последовательно во времени. Каждый шаг алгоритма требует определенного времени, а суммарное время реализации алгоритма определяется как $\tau \cdot n$, где τ – время одного такта, n – количество стандартных команд в реализуемом алгоритме. Это суммарное время не должно превышать допустимое запаздывание по управлению, определяемое циклограммой работы установки. Предполагается, что алгоритмы функционирования системы управления хранятся в ПЗУ устройства и поступают оттуда в систему управления в виде последовательности стандартных команд. Достоинством такой системы управления является ее гибкость.

К программным вычислительным устройствам, являющимся наиболее распространенными в сборочном оборудовании, относятся ЭВМ или микропроцессорная система управления (МПСУ).

Типичная структура МПСУ, используемой в автоматической сборке ИС, показана на рис. 3.40. Она содержит непосредственно микропроцессор, ОЗУ, ПЗУ и ряд устройств сопряжения с внешними устройствами. Система с одним микропроцессором обычно является частью какой – либо аппаратуры, в которой она является средством управления или вспомогательным вычислительным, например, управлением сборочной установкой, частью управления двигателем и т.д. она должна легко адаптироваться к различным условиям и быть простой в эксплуатации. Адаптация в частном случае означает возможность простого электрического и логического сопряжения.

Современные системы управления сборочным оборудованием на базе микропроцессоров содержат несколько десятков стандартных печатных узлов, совместимых с его шиной, таких, как центральные процессорные устройства, модули памяти, устройства управления шаговыми двигателями, приводами постоянного тока, модули стандартной периферии и др. Системы управления сбо-

рочных установок на основе микропроцессора требуют диалога – наладочных комплексов их программного обеспечения.

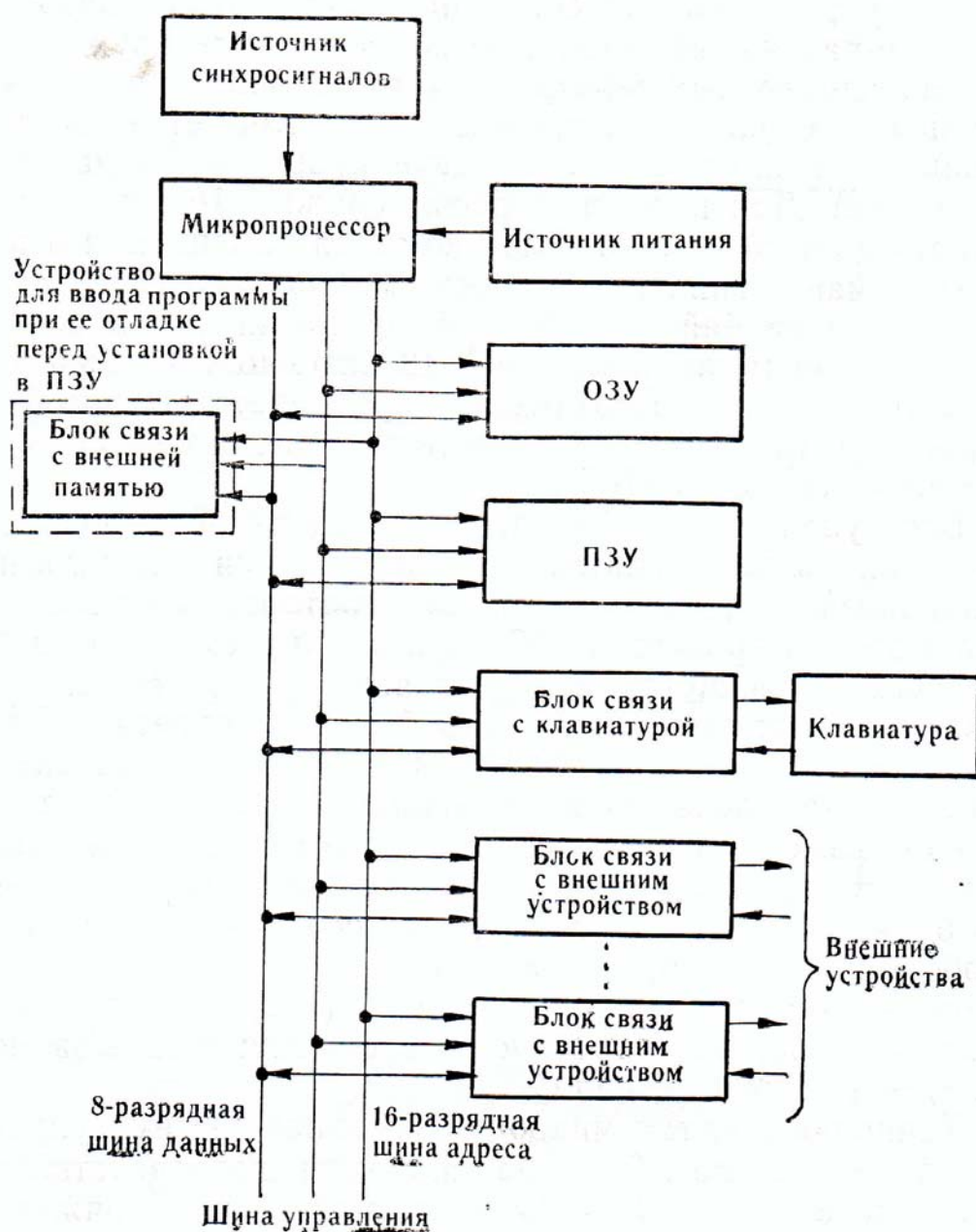


Рис. 3.40 Микропроцессорная система управления [9]

Использование МПСУ в оборудовании решило ряд технических проблем простыми средствами. Например, в установке дисковой резки с МПСУ на базе микропроцессора К580ВМ80 расчет обхода по контуру пластины сводится к определению величины хорды по формуле [9]:

$$S = 2\sqrt{(hn + k)(D - kn - k)} \quad (3.69),$$

где h – размер кристалла по координате Y ; n – номер дорожки разделения; k – постоянная величина для определенного диаметра; D – диаметр пластины.

Расчет занимает 2 мс, выполняется перед началом, выполняется перед началом движения привода и, таким образом, не отражается на производительности установки.

3.7. Типовые схемы систем стабилизации процессов

Среди САУ металлообработкой наибольшее распространение получили системы стабилизации режимов резания. Многообразие конструкций станков, особенности формообразования на них даже при одном виде обработки и широкий диапазон требований, предъявляемых к процессу резания, породили обилие схемных разработок, обеспечивающих стабилизацию тех или иных параметров. Схемы отличаются друг от друга набором контролируемых параметров [10,17,19].

Система стабилизации скорости резания (ССР) является одной из наиболее распространенных и используется в токарных и карусельных станках при обработке торцовых, конических и сферических поверхностей или в шлифовальных станках, например, для поддержания постоянства скорости резания по мере износа шлифовального круга.

Рассмотрим обработку усеченного конуса, имеющего наименьший и наибольший радиусы R_1 и R_2 и образующую L (рис. 3.41).

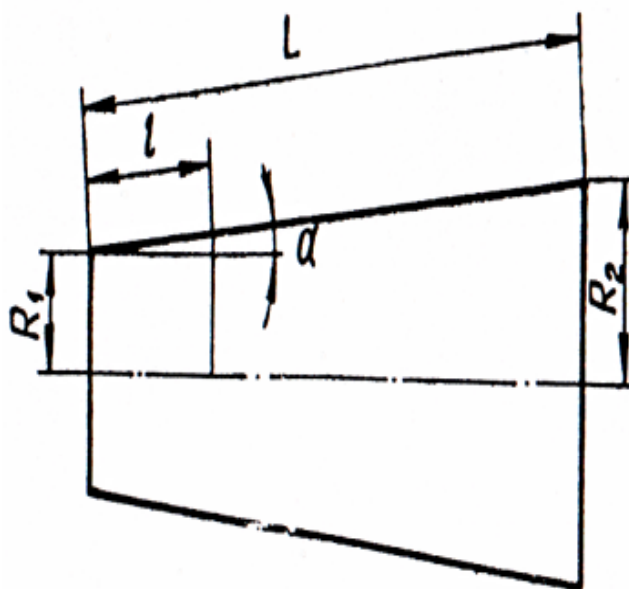


Рис. 3.41 Эскиз детали [17]

Если конус обрабатывается с постоянной угловой скоростью шпинделя, то расчетная скорость резания v_p при наибольшем радиусе будет:

$$\omega_{\Pi} = \frac{v_p}{2 \cdot 9,55 \pi R_2} = \frac{v_p}{60 R_2} \quad (3.70).$$

Машинное время при обработке с постоянной угловой скоростью [17]:

$$T_{\text{мп}} = \frac{L}{9,55 \omega_{\Pi} s} = \frac{2 \pi L R_2}{v_p s} \quad (3.71),$$

где s – подача вдоль образующей, мм/об.

Машинное время при обработке с постоянной скоростью резания и переменной угловой скоростью можно рассчитать из выражения:

$$T_{\text{mv}} = \int_0^L \frac{2 \pi r}{v_p s} dl \quad (3.72).$$

Учитывая, что текущий радиус равен $r = R_1 + l \sin \alpha$ после интегрирования можно получить:

$$T_{\text{mv}} = \frac{\pi L}{v_p s} (R_1 + R_2) \quad (3.73).$$

Относительное сокращение времени за счет применения *ССР* можно выразить уравнением:

$$\frac{T_{\text{мп}} - T_{\text{mv}}}{T_{\text{мп}}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\omega_{\min}}{\omega_{\max}} \right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{D - 1}{D} \quad (3.74),$$

$$\text{где } \omega_{\min} \equiv \frac{1}{R_2}; \quad \omega_{\max} \equiv \frac{1}{R_1}; \quad D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}}.$$

Как видно, относительное сокращение машинного времени не зависит от длины заготовки, а полученное выражение правомерно также и при торцовой обработке. Согласно формуле (3.74), при достаточно большом D экономия машинного времени приближается к 50 %.

При обработке сферических поверхностей относительное сокращение машинного времени рассчитывается по формуле:

$$\frac{T_{\text{мп}} - T_{\text{mv}}}{T_{\text{мп}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D^2 - 1}{D^2} \quad (3.75).$$

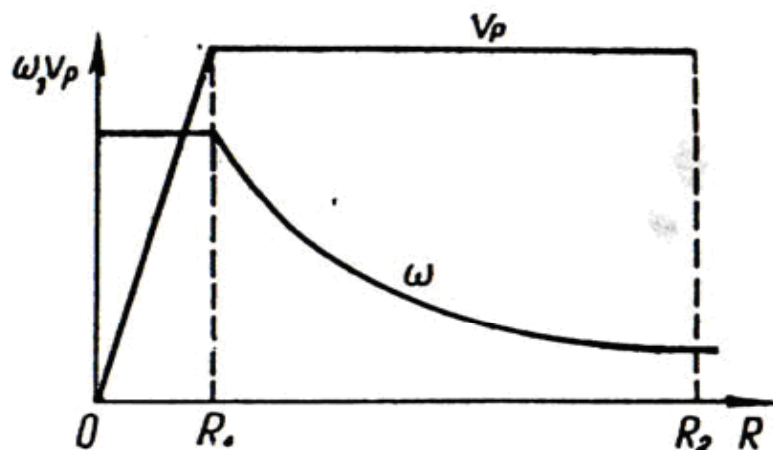


Рис. 3.42 Зависимость скорости резания и угловой скорости от радиуса обработки [17]

Наиболее целесообразный с точки зрения повышения производительности диапазон изменения угловой скорости составляет 6 – 10 при обработке торцовых, конических поверхностей и 3 – 4 при обработке сферических поверхностей. Однако для обеспечения чистоты обрабатываемой поверхности необходимо поддерживать постоянную скорость резания на всем диапазоне изменения радиуса обработки детали. Кроме того, применение системы ССР увеличивает стойкость инструмента примерно вдвое. Однако на практике скорость резания поддерживают постоянной при радиусах обработки больше некоторого предельного значения (рис. 3.42). При достижении угловой скоростью предельного значения и дальнейшем уменьшении радиуса скорость резания v_p будет уменьшаться.

В системах ССР сигнал отрицательной обратной связи по скорости резания должен обеспечить гиперболическую зависимость между угловой скоростью шпинделя и текущим диаметром обработки. Зависимость, близкая к гиперболической, может быть получена при управлении угловой скоростью двигателя посредством изменения его потока возбуждения пропорционально диаметру обработки.

Гиперболическая зависимость между угловой скоростью шпинделя и текущим диаметром может быть получена при помощи тахогенератора и потенциметрической схемы (рис. 3.43).

Для этого движок следящего потенциометра R_c механически связан с суппортом станка. Потенциометр R_c подключен к якорю тахогенератора ТГ привода шпинделя и с него снимается сигнал обратной связи по скорости резания. На управляющий элемент системы ССР поступает напряжение ΔU_y , равное разности между задающим напряжением и напряжением обратной связи. В качестве датчика скорости может быть применен тахометрический мост.

Сигнал, пропорциональный скорости резания, может быть получен с помощью диодного функционального преобразователя (рис. 3.44).

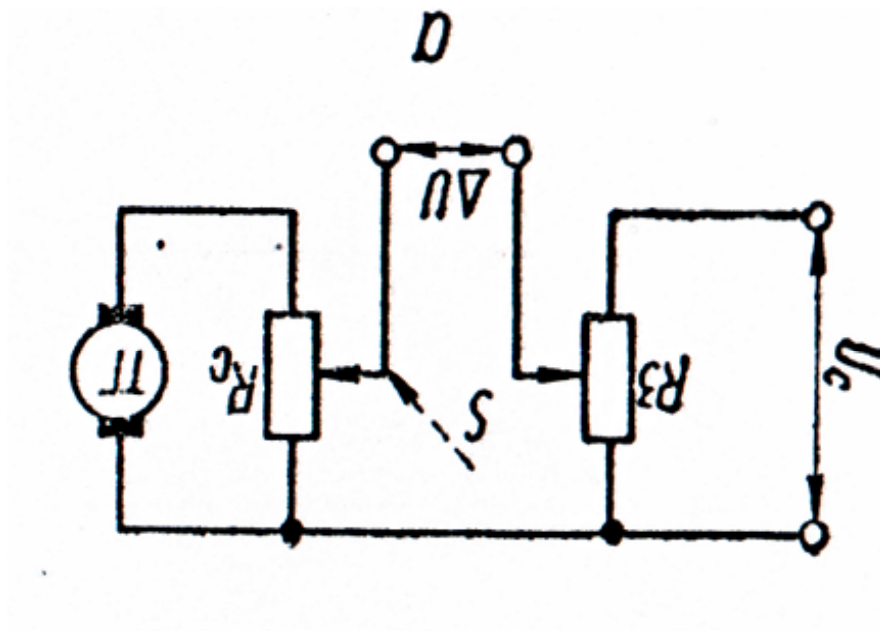


Рис. 3.43 Потенциометрическая схема датчика информации ССР [17]

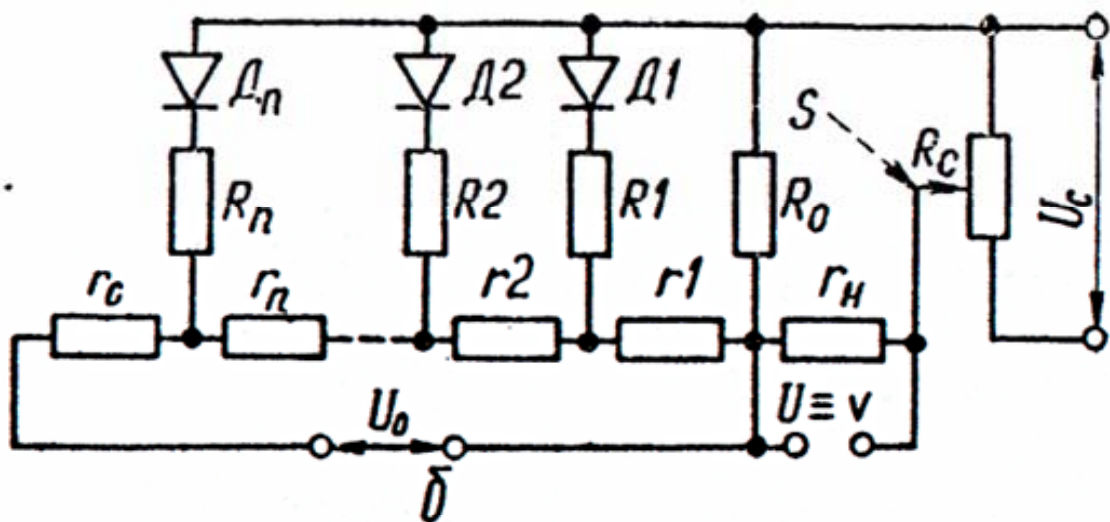


Рис. 3.44 Схема диодного функционального преобразователя [17]

С изменением диаметра обработки изменяется напряжение, поступающее на преобразователь со следящего потенциометра R_c , открываются диодные ячейки $D_1 \dots D_n$ и, при соответствующей настройке схемы, ток, протекающий через сопротивление r_n , изменяется по закону аппроксимированной гиперболы. Стабилизация скорости шлифования v_p осуществляется увеличением угловой скорости шпинделя $\omega_{шп}$ по мере уменьшения диаметра круга D вследствие размерного износа $v_p = \frac{D\omega_{шп}}{2} = const$.

Построение системы стабилизации скорости шлифования может быть выполнено на базе асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором и тиристорных преобразователей частоты. Ротор асинхронного двигателя и шлифовальный шпиндель представляет единое конструктивно оформленное устройство, называемое электрошпинделем.

Система стабилизации мощности резания (*СМР*) дает возможность повысить производительность станка, улучшить использование главного привода и режущего инструмента. Применение *СМР* необходимо при точении (стабилизация мощности резания при торцевой обработке), шлифовании (стабилизация мощности резания при износе круга, изменении диаметра обработки в станках с круглым столом), фрезеровании (стабилизация мощности резания при изменении глубины обработки). Стабилизация мощности резания может осуществляться двумя путями: за счет управления скоростью электропривода главного движения и за счет управления скоростью привода подачи.

Основной принцип действия систем *СМР* – поддержание на постоянном уровне активной мощности, затрачиваемой асинхронными двигателями электропривода станков. В этом случае сигнал управления пропорционален активной мощности, потребляемой из сети этими двигателями.

На рис. 3.45 показана схема, построенная на принципе векторного суммирования и использовании квадраторов.

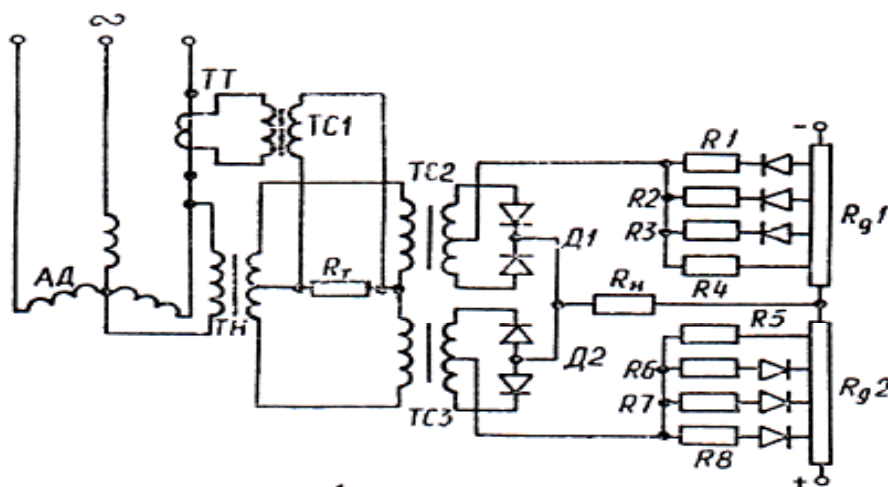


Рис. 3.45 Схема датчика информации систем *СМР* на квадраторах [17]

Сигнал, пропорциональный напряжению, снимается со вторичной обмотки трансформатора *ТН*; сигнал, пропорциональный току – с обмотки со вторичной обмотки трансформатора *ТТ* и с помощью согласующего трансформатора *ТС1* подается на сопротивление *R_Т*. Полученная система векторов преобразуется с помощью фазочувствительной схемы, состоящей из трансформаторов *ТС2* и *ТС3* и вентилях *Д1* и *Д2*. На выходе этой схемы действуют напряжения

$$\dot{U}_1 = k_1(\dot{U}_H + U_T) \quad (3.77),$$

$$U_2 = k_1(U_H - U_T) \quad (3.78).$$

Функциональные преобразователи, собранные на диодах, сопротивлениях $R1 - R8$ и низкоомных делителях напряжения $R_{д1}, R_{д2}$ обладают квадратичными вольт – амперными характеристиками, поэтому токи в плечах схемы равны:

$$I_1 = k_2 U_1 \quad (3.79),$$

$$I_2 = k_2 U_2 \quad (3.80).$$

Ток, протекающий через нагрузку: $I_{\text{вых}} = I_1 - I_2 = 4k_1 k_2 U_H U_T = 4k_1 k_2 U_H U_T \cos \varphi$, откуда $I_{\text{вых}} = k_0 P$. Погрешность выходного сигнала такой схемы 2 %. Как только напряжение измерительной схемы становится больше эталонного напряжения сравнения, под действием управляющего сигнала скорость вращения электродвигателей привода подачи или вращения начинает уменьшаться.

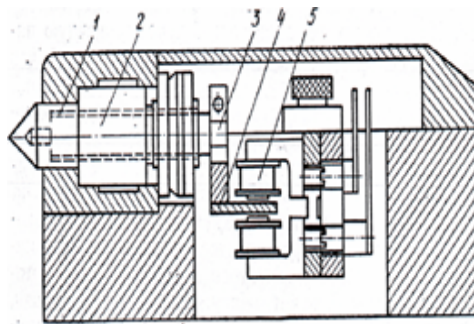


Рис. 3.46 Конструкция динамометрического центра [17]

Системы стабилизации усилий резания (СУР) предназначены для управления режимом обработки путем контроля силы резания F или любой ее составляющей. Сигнал, пропорциональный силе резания, получается при помощи динамометрических узлов, встраиваемых в звенья системы. На рис. 3.46 показана конструкция динамометрического центра, позволяющего косвенным путем контролировать радиальную силу на шлице – шлифовальном станке. Устройство состоит из полого закаленного стального корпуса 1, в один из концов которого запрессован измерительный стержень 2. На свободном конце измерительного стержня 2 с помощью хомута 3 закреплен якорь 4 индуктивного датчика. При нагрузке центра его консольная часть деформируется и конец измерительного стержня 2 вместе с якорем 4 смещается. На выходе индуктивного дат-

чика появляется напряжение, пропорциональное перемещению. Таким образом, преобразуется усилие $F_{эб}$ на задней бабке в электрический сигнал.

Зависимость между силами F_y и $F_{эб}$ имеет вид:

$$F_y \approx F_{эб} \frac{L_B}{L_B - l} \quad (3.81),$$

где L_B – длина обрабатываемого вала; l – расстояние от шлифовального круга от заднего центра.

Для обеспечения гиперболической зависимости $F_y(t)$ движок линейного потенциометра механически связывают со столом станка. При перемещении стола и изменении l изменяется глубина отрицательной обратной связи по напряжению электронного усилителя. Напряжение на выходе усилителя при этом пропорционально стабилизируемой силе $U_c = k_y F_y$. Изменяя скорость перемещения стола станка в соответствии с сигналом управления $U_y = U_s - U_c$, система поддерживает заданную радиальную силу резания.

Описанная система СУР в 2,0 – 2,5 раза уменьшает машинное время по сравнению с временем шлифования на обычном шлифовальном станке и обеспечивает заданную точность, шероховатость поверхности и отсутствие прижогов.

Системы стабилизации крутящего момента (СКМ) применяются на токарных, сверлильных, фрезерных, шлифовальных и других станках.

Вертикально – притирочный станок оснащен системой СКМ. Сигнал, пропорциональный крутящему моменту, получают с помощью поворотного динамометрического стола, на котором укрепляют деталь 1. Потенциометрический датчик 2 вырабатывает сигнал, пропорциональный углу поворота и, следовательно, крутящему моменту M_p . Требуемое значение стабилизируемого крутящего момента устанавливается корректирующим потенциометром 3 и задатчиком момента 4. Исполнительный двигатель 5 через червячную пару 6 воздействует на механизм разжима притира 7, что обеспечивает требуемое значение момента шлифования.

Структурная схема системы СКМ содержит регулятор P , на вход которого подается напряжение управления, равное разности напряжения задания и напряжения обратной связи. Регулятор P воздействует на исполнительный двигатель механизма разжима притира МП. Последний через процесс шлифования ПШ меняет нагрузку на валу D двигателя притира. Датчик момента ДМ вырабатывает напряжение обратной связи, пропорциональное моменту на валу двигателя D притира.

Применение системы СКМ на вертикально – притирочных станках в 2 – 2,5 раза повышает точность отверстий в деталях.

Системы стабилизации температуры резания (СТР) используют зависимость стойкости резца от средней температуры в зоне резания:

$$T = \left(\frac{C}{\theta}\right)^{\alpha} \quad (3.82),$$

где α , C – константы; θ – температура резания, °С.

Применение таких систем целесообразно при продольной обточке изделий (особенно в тех случаях, когда твердость материала изменяется) и при торцовой обработке.

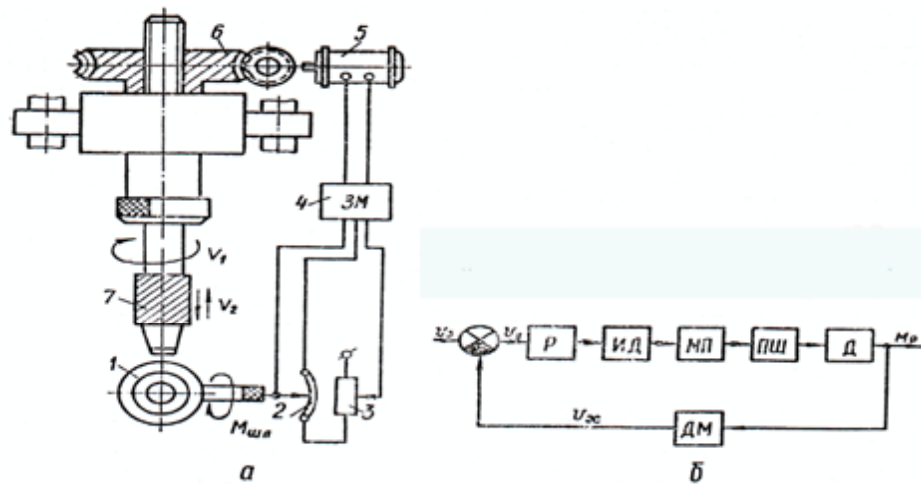


Рис. 3.47 Конструктивная (а) и структурная (б) схемы системы СКМ [17]

Поскольку в системе управления обратная связь по температуре режущей кромки инструмента наиболее полно отражает физический процесс резания, то создается возможность наиболее рациональной загрузки инструмента. При этом изменение в процессе обработки ряда параметров (затупление инструмента, поступление более интенсивного охлаждения, изменение твердости детали) немедленно оказывает влияние на режим резания. Включение в цепь естественной термопары «инструмент – деталь» входных сопротивлений регуляторов уменьшает термоток, за счет чего на 150 – 200 % повышается временная стойкость.

Применение систем СТР создает возможность высокопроизводительной обработки каждым экземпляром режущего инструмента с учетом его качества. Это способствует уменьшению расхода инструмента. Если вновь устанавливаемый резец обладает лучшими режущими свойствами, чем тот, по которому была настроена система СТР, то скорость резания автоматически повышается, пока не будет достигнута заданная температура в зоне резания. При установке резца худшего качества температура в зоне резания начнет возрастать, а скорость резания автоматически снижаться, пока не установится требуемая температура.

Системы стабилизации упругих деформаций при резании (СДР) применяются для повышения точности обработки деталей путем компенсации размерного износа инструмента. Работа систем СДР основана на том, что величина

подачи инструмента (фрезы, резца, шлифовального круга) непосредственно влияет на усилие резания. Чем больше подача, тем больше нагрузка на звенья системы. В процессе обработки величину подачи инструмента изменяют таким образом, чтобы, несмотря на влияние возмущающих факторов, поддерживалось неизменным радиальное усилие резания либо сохранялось постоянство отношения силы резания к жесткости системы. Радиальное усилие резания на станках токарной группы определяется при помощи динамометрического резцедержателя, деформация которого воспринимается датчиком (тензометрическим, индуктивным). Сигналы датчиков упругих перемещений сравниваются с напряжением задания. Результирующий сигнал с блока сравнения усиливается и подается на регулятор, который изменяет угловую скорость электродвигателя привода подачи.

3.8. Устройство распознавания изображений системы технического зрения (СТЗ)

Структурная схема каждой конкретной СТЗ определяется несколькими составляющими: техническими характеристиками, конструкцией установки и технической базой, которой располагает разработчик.

Распознавание объектов предполагается осуществлять в растровых изображениях, представленных электрическим видеосигналом. При этом широко распространены сравнительно простые телевизионные датчики, имеющие развертку, близкую к стандарту вещательного телевидения, позволяют реализовать координатную систему разрядностью до $l \times l$ элементов, где l – разрешающая способность ТВ датчика (обычно $l=300 - 600$ линий). Независимо от коэффициента увеличения оптической системы минимальная погрешность определения углового разворота объекта в такой сетке составляет $1/l$ радиан. Максимально допустимая угловая погрешность ориентации пластин $\Delta\varphi \gg 1/l$ практически для любого их диаметра, а это означает, что осуществить ориентацию пластин с требуемой точностью в координатной системе ТВ датчика невозможно, тем более, что зона неточного первоначального положения ее может превышать поле зрения ТВ датчика. Получение требуемой погрешности ориентации пластины по углу и поиск заданного фрагмента пластины решаются второй, пространственной системой координат, реализуемой координатными приводами, на которых расположена пластина.

Таким образом, для зондовых установок и установок разделения, объектом распознавания которых является кремниевая пластина, СТЗ включает оптико – телевизионную систему с системой освещения, устройство распознавания, обрабатывающее сигнал от фрагмента изображения пластины, устройство управления координатными перемещениями и координатный привод. Система использует при распознавании и ориентации координатный X, Y, φ привод, имеющийся в установке для выполнения основной технологической операции. Оптико–телевизионная система фиксируется неподвижно, поскольку относи-

тельно нее перемещается объект (пластина), расположенный на координатном приводе, в связи с чем ее масса и габаритные размеры не ухудшают динамические характеристики привода и уменьшают производительность оборудования. Стационарное положение оптико–телевизионной системы позволяет сравнительно несложно решить задачу равномерного освещения ее поля зрения. Требуемая для оборудования погрешность ориентации пластины по углу достигается с помощью ее перемещений координатным приводом относительно оптико–телевизионной системы, поэтому ее отклонения от ортогональности систем координат ТВ датчика и координатного привода могут достигать $0,3^\circ$.

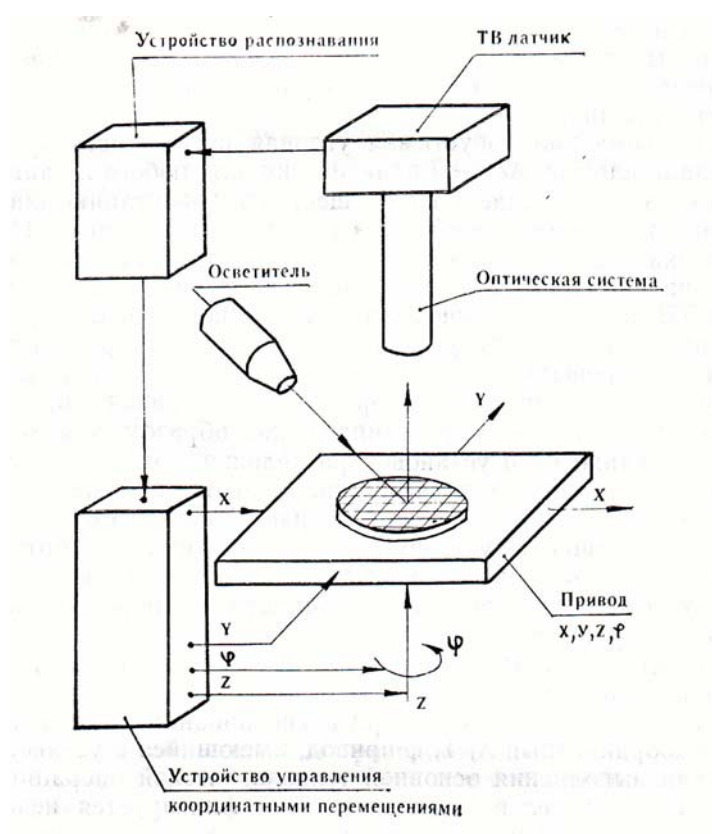


Рис. 3.48 Структурная схема СТЗ [9]

Анализируемый фрагмент пластины может иметь одинаковые размеры для любых ее типов и размеров, поскольку с помощью координатного привода можно последовательно осмотреть всю пластину. Это позволяет иметь оптическую с постоянной кратностью увеличения.

СТЗ установок монтажа кристаллов предназначена для ориентации объекта относительно инструмента – вакуумной присоски, однако объектом распознавания является кристалл, а не пластина. Кроме функции ориентации, на этих установках необходимо распознавать маркировочные отметки на кристалле, сколы и царапины на его поверхности, неразделенные кристаллы и т.д.

СТЗ с однопольной оптической системой имеют недостаток – низкое быстродействие, непосредственно влияющее на производительность оборудования.

Специальная конструкция оптической системы с двумя разнесенными каналами и проекцией двух фрагментов изображения пластины на мишень ТВ – датчика обеспечивает значительное уменьшение погрешности угловой ориентации пластины без применения координатного привода. Соответствующая структурная схема СТЗ позволяет сократить время ориентации за счет исключения «переездов» координатного привода.

К недостаткам двупольной оптической системы относятся: 1) проекция двух оптических изображений на одну мишень ТВ – датчика требует выравнивания их средней яркости отдельной регулировкой осветителей; 2) затруднены юстировка и проверка правильности установки оптической системы координат, особенно в том случае, если имеется привод только по φ ; 3) конструктивно двупольная оптическая система требует значительно большего пространства для установки и поэтому, например, в зондовом оборудовании на рабочей позиции практически не компонуется; 4) разрядность координатной системы каждого канала уменьшается до $l \times l/2$ элементов.

Основным объектом сборки являются кристаллы полупроводникового прибора. Они могут находиться в неразрезанной пластине, приклеенными на адгезионном носителе, смонтированными в корпусе прибора и присоединенными проволочными выводами.

На позицию зондового контроля поступает пластина, на которой методом планарной технологии изготовлены кристаллы ИС. Кристаллы на пластине содержат рисунок металлизации, который наносится на различных по глубине слоях. Глубина слоев около микрометра, что соизмеримо с длинами волн видимого спектра. Поверхность кристалла защищена слоем пассивации толщиной 0,5 – 2 мкм, от которого зависит цвет кристалла в отраженном потоке света. Контактные площадки на кристалле, предназначенные для присоединения проволочных выводов, вскрываются из – под защитного покрытия. Они являются наиболее стабильными объектами на поверхности кристалла по отражательной способности, однако коэффициент отражения от них также изменяется в зависимости от качества поверхности алюминия, его окисления при длительном хранении и нагревании, т.е. от технологии изготовления кристаллов. Таким образом, контрастность изображения кристалла может изменяться в значительных пределах, и стабильность этой характеристики кристалла определяется, в первую очередь, стабильностью технологического процесса изготовления пластины.

После операции зондового контроля пластина приклеивается на адгезионный носитель, помещается в спутник и поступает в установку разделения. В данном случае изображение пластин уже деформировано по сравнению с исходным, поскольку на контактных площадках остались следы зондов, а центре кристаллов, не прошедших по электрическим параметрам, краской нанесены маркировочные отметки. После разделения пластины на отдельные кристаллы последние, будучи приклеенными на адгезионном носителе в спутнике, сохраняют форму пластины, однако вместо дорожек разделения имеются пропилы от

инструмента разделения. В ряде случаев, если разделение осуществляется лазерным лучом с последующей ломкой пластины на кристаллы перед помещением их на установку монтажа, пленка с кристаллами растягивается так, чтобы между ними образовался зазор. В этом случае кристаллы уже не сохраняют первоначальную форму пластины, однако взаимные расстояния между ними выдержаны достаточно точно. Объектом распознавания является индивидуальный кристалл. Изображение отдельного кристалла, кроме указанных выше деформаций в виде искажения поверхности контактных площадок зондами и маркировочных отметок краской, может иметь сколы, царапины, а в некоторых случаях и неразделенные между собой два и более кристалла. Все эти деформации за исключением следов от зондов, *СТЗ* должна выделить. Канавки разделения имеют ширину 50 – 70 мкм, и в них могут находиться обломки кремния, оставшиеся после распила пластины. Они могут давать яркие точки при формировании изображения кристалла в светлом поле в местах канавки разделения, составляющая зеркального отражения которых чрезвычайно мала.

Для малых кристаллов, размер стороны которых менее 1 мм, имеются случаи отклонения плоскости поверхности кристалла относительно плоскости пластины.

Оптико – телевизионные системы (*ОТС*) сборочного оборудования предназначены для визуального контроля процессов, происходящих на позиции сборки, наладочных операций, выполняемых оператором, наблюдающим за объектами и протекающими процессами на экране монитора, а также для преобразования свет – сигнал при автоматизации визуальных операций.

Конструктивное решение сборочной установки непосредственно обуславливает конструкцию оптической системы. Поскольку решаются задачи распознавания различных объектов, в *СТЗ*, как правило, предусмотрена возможность изменения кратности оптического увеличения т.н. панкратическим объективом.

Оптическая система имеет два полупрозрачных зеркала: первое для формирования светлого поля изображения, в второе – для видиконов, поворачивающее изображение на 90°. Развертки ТВ датчика и видеоконтрольного устройства установлены одинаковым образом так, что их начало находится в левом верхнем углу. При этом рассматриваемое изображение будет прямым о отношении к наблюдателю [9].

Наклонное зеркало в оптическом канале дает на мишени ТВ датчика зеркальное изображение рассматриваемого предмета, которое не согласуется с изображением того же предмета, рассматриваемого оператором с помощью оптических устройств. Если для системы технического зрения нет принципиальной разницы, прямое или зеркальное изображение подвергается распознаванию, то оператору это может приносить неудобства, поскольку на установках сборки изделий микроэлектроники он манипулирует с миниатюрными объектами (провода диаметром 25 – 40 мкм, кристаллы с контактными площадками размером 100 x 100 мкм и т.д.). Для установки зеркального отображения объекта формируется зеркальный растр ТВ датчика или видеоконтрольного

устройства изменением порядка подключения катушек развертывающих токов отклоняющей системы.

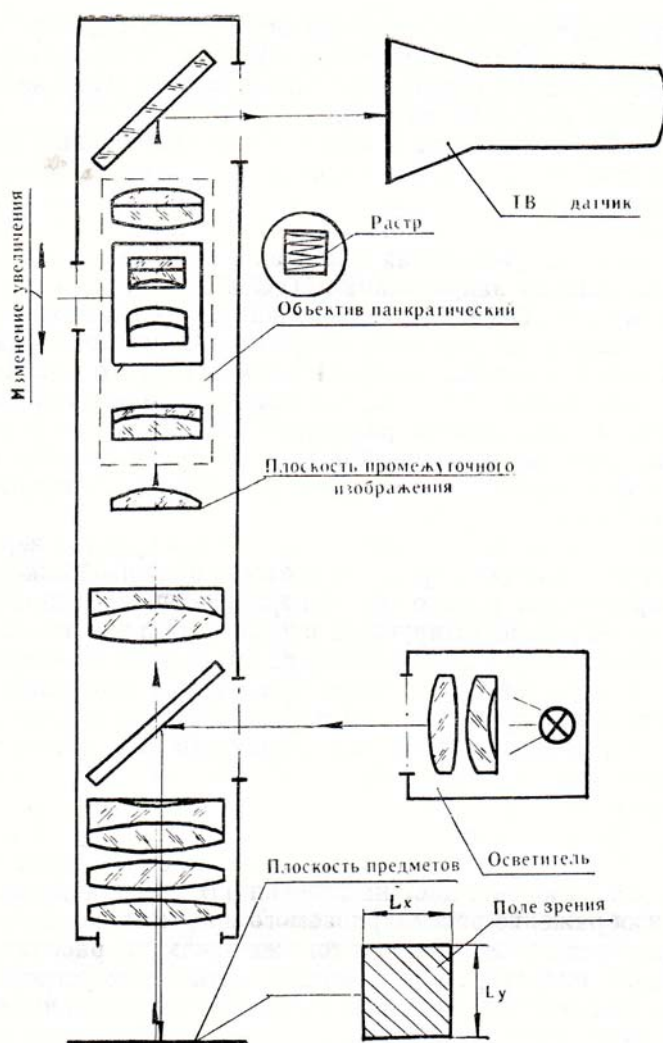


Рис. 3.49 Оптическая система с переменным увеличением [9]

Изменение кратности увеличения оптической системы обуславливается различными причинами. Например, при размере кристаллов $0,4 \times 0,4$ мм рекомендуемое поле зрения должно быть на более $0,8 \times 0,8$ мм. Для больших кристаллов поле зрения ограничено величиной $2,5 \times 2,5$ мм исходя уже не из размеров кристаллов, а из допустимой погрешности определения положения пластины 10 мкм. Практически поле зрения в установках монтажа кристаллов может изменяться от $0,8 \times 0,8$ до $7,5 \times 7,5$ мм.

Распознавание изображений понимают как отнесение данного изображения к одному из заранее описанных теми или иными средствами классов изображения. Устройство распознавания изображения СТЗ сборочного оборудования анализирует поступающий видеосигнал, опознает по нему наличие объекта сборки и определяет его положение в плоскости.

Устройство распознавания полупроводниковых пластин методом проекций и сравнения с эталоном предназначено для *СТЗ* автоматической установки дисковой резки полупроводниковых пластин. Метод проекций заключается в интегрировании видеосигнала по направлению ориентации деталей изображения. Принцип действия устройства заключается в следующем: двумерное изображение преобразуется в одномерное распределение интегрированной яркости объекта по координате, перпендикулярной к направлению интегрирования. В общем случае это преобразование зависит от сдвига объекта распознавания вдоль направления интегрирования, так как в поле зрения ТВ датчика могут располагаться различные фрагменты изображения объекта.

Однако существуют такие изображения, например, ортогональная сетка параллельных прямых на плоскости, для которых интегрирование на заданном отрезке вдоль направления линии есть преобразование, практически инвариантное к сдвигу, если соотношение толщины линии и протяженности интегрирования меньше некоторой величины, например, 10 %. Отличие в распределениях интегрированной яркости для двух изображений будет тем больше, чем больше толщина линии b по сравнению с длиной интегрирования l . Если ширина дорожки разделения пластины 100 мкм, требуемая погрешность ее определения ± 5 мкм, разложение ТВ раstra 512 строк, то, исходя из требуемой погрешности определения положения пластины, поле зрения *ОТС* в направлении развертки кадра не должно превышать 2,5 мм. Если необходимо соблюдать требование 10 % – го соотношения толщины линии и длины интегрирования, поле зрения *ОТС* в направлении развертки кадра не должно превышать 2,5 мм. если необходимо соблюдать требование 10 % – го соотношения толщины линии и длины интегрирования, поле зрения *ОТС* в направлении развертки строк должно быть не менее 1 мм.

Таким образом, с помощью *ОТС*, в которой поле зрения можно перестраивать в пределах 1 – 2,5 мм (по одной стороне квадратного раstra), необходимо распознавать кристаллы в диапазоне от 0,4 до 10 мм одной стороны. Для этой цели используется метод сравнения эталонного распределения, полученного от изображения перекрестья дорожек разделения, и распределений, полученных от произвольных фрагментов изображения пластины, попадающих в поле зрения *ОТС*. Различные распределения будут коррелировать между собой в том случае, если они получены при ориентированном положении пластины относительно направления интегрирования. Это говорит о необходимости предварительной ориентации пластины по углу с погрешностью $\Delta\varphi \leq 0,5^\circ$.

В рассматриваемом устройстве распознавания предварительная ориентация пластины по углу осуществляется посредством дискриминантного анализа распределений яркостей, полученных в результате проекций изображения пластины на прямые под различными углами в пределах допускаемой неточности положения пластины по углу. При совпадении преимущественной ориентации деталей изображения с направлением развертки раstra распределение имеет наиболее крутые перепады яркости от строки к строке разложения раstra. Объ-

ект (пластина) зафиксирован неподвижно, а направление проекции изменяется электрическим вращением раstra.

4. Теоретические основы микропроцессорного управления технологическими процессами

4.1. Архитектура современных микропроцессорных систем.

Микропроцессорные системы являются основой широкого класса программируемых (универсальных) электронных систем, основным достоинством которых по сравнению с обычными электронными системами (называемыми также системами на жесткой логике) является возможность адаптации такой системы под любую задачу, перестроения с одного алгоритма работы на другой без изменения аппаратного состава системы. Изменение алгоритма работы в данном случае осуществляется введением в систему новой программы работы. Основным недостатком таких систем является возникновение избыточности. Избыточность – это показатель степени соответствия возможностей системы решаемой данной системой задаче.

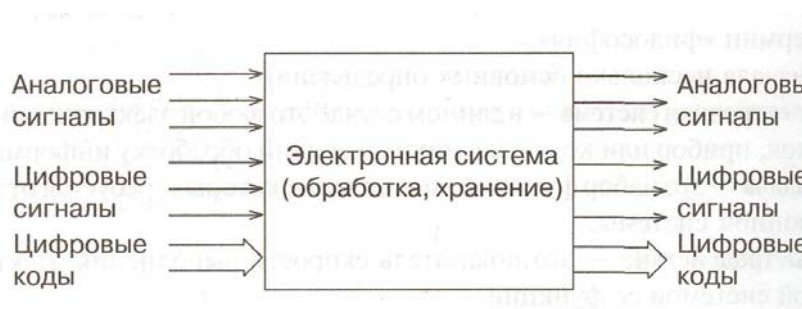


Рис. 4.1 Структура электронной системы с жесткой логикой [10]



Рис. 4.2 Структура программируемой (универсальной) электронной системы [10]

Универсальность программируемых электронных систем неизбежно приводит к избыточности, поскольку, например, выполнение наиболее трудной задачи требует больших ресурсов, чем выполнение менее трудоемкой, поэтому при выполнении не слишком трудоемких задач ресурсы системы будут задействоваться неполностью.

Также недостатком таких систем является более низкое быстродействие по сравнению с системами с жесткой логикой, поскольку в системах с жесткой логикой каждый элемент настроен на единственную специфическую задачу и работает с полной нагрузкой. Однако указанные недостатки программируемых систем нивелируются таким преимуществом, как возможность гибкого управления работой и многозадачность, поэтому программируемые микропроцессорные системы в настоящее время нашли широкое применение во всех областях техники.

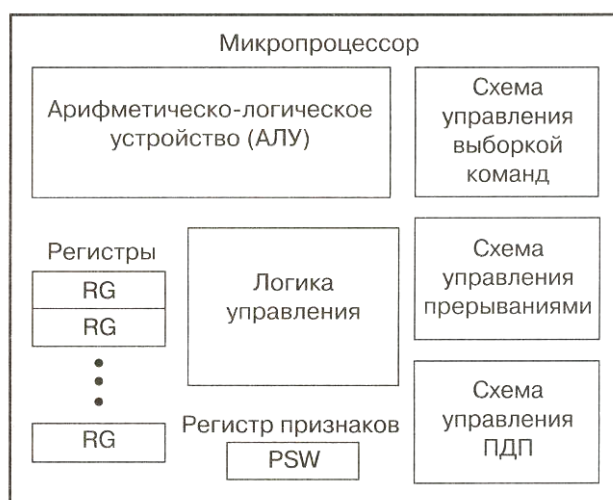


Рис. 4.3 Структура простейшего микропроцессора [10]

Ядром любой микропроцессорной системы является микропроцессор. Микропроцессор – это узел, производящий всю обработку информации внутри микропроцессорной системы. Остальные узлы выполняют лишь вспомогательные функции: хранения информации, связи с внешними устройствами, связи с пользователем и т.д. В качестве основных функций процессора можно выделить следующие:

- выборка (чтение) выполняемых команд;
- ввод (чтение) данных из памяти или устройства ввода (вывода);
- вывод (запись) данных в память или в устройства ввода (вывода);
- обработка данных (операндов), в том числе арифметические операции над ними;
- адресация памяти, то есть задание адреса памяти, с которым будет производиться обмен;

- обработка прерываний и режима прямого доступа.

Структура простейшего процессора показана на рис. 4.3. Входящие в состав процессора узлы выполняют следующие функции.

Схема управления выборкой команд выполняет чтение команд из памяти и их дешифрацию. В первых процессорах было невозможно одновременное выполнение предыдущей команды и выборка следующей команды. Но уже в 16-разрядных процессорах появляется так называемый конвейер команд, позволяющий выбирать несколько следующих команд, пока выполняется текущая.

Два процесса протекают параллельно, что ускоряет работу процессора. Конвейер представляет собой небольшую внутреннюю память процессора, в которую при высвобождении внешней шины записывается несколько команд, следующих за исполняемой. Читаются эти команды процессором в том же порядке, в каком и записывались в конвейер (такая память называется *FIFO* – “First In – First – First Out”, «первый вошел – первый вышел»).

Развитием идеи конвейера стало использование внутренней кэш – памяти процессора, которая заполняется командами, пока процессор занят выполнением предыдущих команд. Чем больше объем кэш – памяти, тем меньше вероятность того, что ее содержимое придется сбросить при команде перехода. Команды, находящиеся во внутренней памяти, процессор может гораздо быстрее, чем те, которые находятся во внешней памяти. В кэш – памяти могут храниться и данные, которые обрабатываются в данный момент, что также ускоряет работу.

Арифметико – логическое устройство (*АЛУ*) предназначено для обработки информации в соответствии с полученной процессором командой. Примерами обработки могут служить логические операции (типа логического «И», «ИЛИ»), то есть побитные операции над операндами, а также арифметические операции. Если команда сводится исключительно к пересылке данных без их обработки, то *АЛУ* не участвует в ее выполнении.

Быстродействие *АЛУ* во многом определяет производительность процессора, причем важна не только частота тактового сигнала, но и количество тактов, необходимое для выполнения данной команды. Для повышения производительности необходимо стремиться к тому, чтобы на выполнение одной команды затрачивалось не более одного такта.

Регистры процессора служат для временного хранения различных кодов: данных, адресов, служебных кодов. Разрядность регистров сильно влияет на быстродействие процессора. Именно разрядность регистров и *АЛУ* называется внутренней разрядностью процессора, которая может не совпадать с внешней разрядностью.

Регистр признаков (регистр состояния) содержит слово состояния процессора (*ССП*, *PSW* – Processor Status Word). Каждый бит этого слова (флаг) содержит информацию о результате предыдущей команды.

Схема управления прерываниями обрабатывает поступающий на процессор запрос прерывания, определяет адрес начала программы обработки преры-

вания (адрес вектора прерывания), обеспечивает переход к этой программе после выполнения текущей команды и сохранения в памяти текущего состояния регистров процессора. После окончания программы обработки прерывания процессор возвращается к прерванной программе с восстановленными из памяти значениями внутренних регистров.

Схема управления прямым доступом к памяти служит для временного отключения процессора от внешних шин и приостановки работы процессора на время предоставления прямого доступа запросившему его устройству.

Логика управления организует взаимодействие всех узлов процессора, перенаправляет данные, синхронизирует работу процессора с внешними сигналами, а также реализует процедуры ввода и вывода информации.

Большинство современных процессоров работают в режиме последовательного выполнения команд. Такой режим обеспечивает возможность выполнения с помощью одного микропроцессора любых, самых сложных алгоритмов обработки информации, но, в то же время, при последовательном выполнении операций, время выполнения алгоритма зависит от его сложности, т.е. микропроцессорная система способна выполнить любое задание, но производительность при этом ограничена, поскольку все информационные потоки пропускаются через один узел – процессор.

Важнейшие характеристики процессора – это количество разрядов его шины данных, количество разрядов его шины адреса и количество управляющих сигналов шины управления. Разрядность шины данных определяет скорость работы системы. Разрядность шины адреса определяет допустимую сложность системы. Количество линий управления определяет разнообразие режимов обмена и эффективность обмена процессоров с другими устройствами системы. Все команды, выполняемые процессором, образуют систему команд процессора. Всего команд у процессора может быть от нескольких десятков до нескольких сотен. Система команд может быть рассчитана на узкий круг решаемых задач (у специализированных процессоров) или на максимально широкий круг задач (у универсальных процессоров). Коды команд могут иметь различное количество разрядов (занимать от одного до нескольких байт).

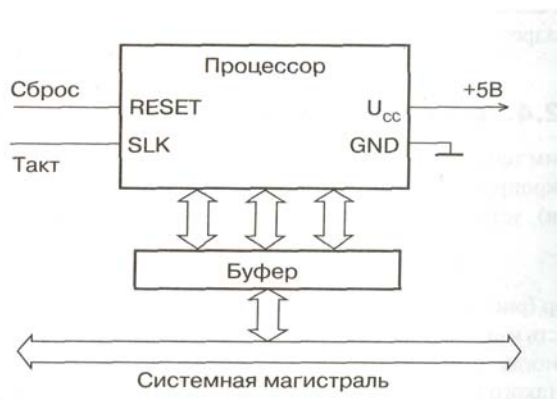


Рис. 4.4 Схема включения процессора [10]

Схема включения микропроцессора показана на рис. 4.4. Микросхема процессора обязательно имеет выводы трех шин: шины адреса, шины данных и шины управления. Кроме выводов трех основных шин процессор всегда имеет вывод (или два вывода) для подключения внешнего тактового сигнала или кварцевого резонатора (*CLK*), так как процессор всегда представляет собой тактируемое устройство, быстроедействие которого во многом зависит от тактовой частоты. Тактовая частота процессора прямо и жестко не связана со скоростью обмена информацией по магистрали, так как скорость обмена по магистрали ограничена задержками распространения сигналов и искажениями сигналов по магистрали, т.е. тактовая частота процессора определяет только его внутреннее быстроедействие, а не внешнее [10, 15].

Кроме этого, в каждом процессоре имеется сигнал начального сброса *RESET*. При включении питания, аварийной ситуации или зависании процессора подача этого сигнала приводит к инициализации процессора, заставляет его приступить к выполнению программы начального запуска. Иногда у микросхемы процессора имеется еще один – два входа радиальных прерываний для обработки особых ситуаций (например, для прерывания от внешнего таймера). Шина питания современного процессора обычно имеет одно напряжение питания (+ 5В или + 3,3 В) и общий провод («землю»). Для подключения процессора к магистрали используются буферные микросхемы, обеспечивающие, если необходимо, демультимплексирование сигналов и электрическое буферирование сигналов магистрали. Иногда протоколы обмена по системной магистрали и по шинам процессора не совпадают, в этом случае буферные микросхемы согласуют эти протоколы между собой. Иногда в микропроцессорной системе используется несколько магистралей (системных и локальных), тогда для каждой из магистралей применяется свой буферный узел. Такая структура характерна, например, для персональных компьютеров.

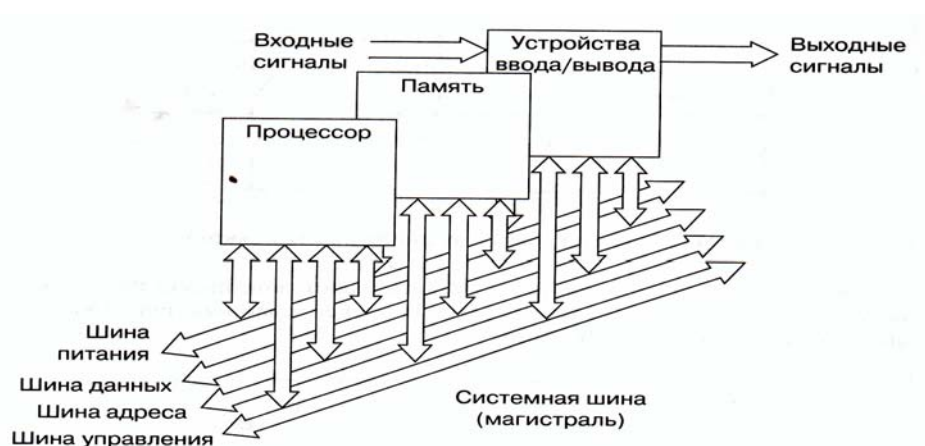


Рис. 4.5 Структура микропроцессорной системы [10]

Шина данных – это основная шина, по которой передаются все данные, обрабатываемые процессором. Количество ее разрядов (линий связи) определяет

скорость и эффективность информационного обмена, а также максимально возможное количество команд.

Все устройства микропроцессорной системы объединяются общей системной шиной, включающей в себя четыре основные шины:

- шина адреса (*Address Bus*);
- шина данных (*Data Bus*);
- шина управления (*Control Bus*);
- шина питания (*Power Bus*).

Шина данных всегда двунаправленная, т.к. предполагает передачу в прямом и обратном направлениях. Обычно шина данных имеет 8, 16, 32 или 64 разряда, т.е, например, по 64 – разрядной шине за один цикл передачи информации может передаваться 8 байт информации, а по 8-разрядной – только 1 байт. Разрядность шины данных определяет разрядность всей магистрали.

Шина адреса определяет адрес в памяти, по которому обращается процессор. Шина определяет максимально возможную сложность микропроцессорной системы, то есть допустимый объем памяти и, следовательно, максимальный возможный объем запоминаемых данных. Количество адресов, обеспечиваемых шиной адреса, определяется как 2^N , где N – количество разрядов. Например, 16-разрядная шина адреса обеспечивает 65 536 адресов. Разрядность шины адреса обычно кратна 4.

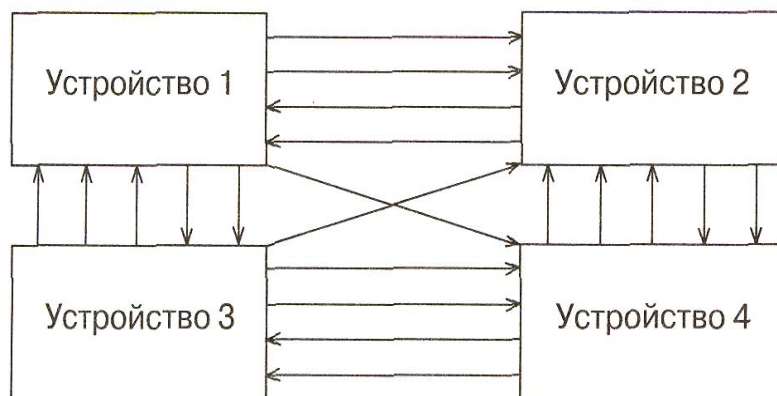


Рис. 4.6 Классическая структура связей в электронной системе [10]



Рис. 4.7 Шинная структура связей [10]

Для снижения общего количества линий связи применяют мультиплексирование шин адреса и данных, т.е. одни и те же линии связи используются в разные моменты времени для передачи как адреса, так и данных. Для фиксации моментов переключения между режимами работы служат специальные сигналы (сигналы стробирования). Мультиплексированные шины адреса/данных обеспечивают меньшие скорости обмена по сравнению с немultipлексированными.

Типичная структура микропроцессорной системы включает следующие основные типы устройств:

- процессор;
- память, включающую оперативную память (*ОЗУ, RAM* – Random Access Memory) и постоянную память (*ПЗУ, ROM* – Read Only Memory), которая служит для хранения данных и программ;
- устройства ввода/вывода (*УВВ, I/O* – Input/Output Devices), служащие для связи микропроцессорной системы с внешними устройствами, для приема (ввода, чтения) входных сигналов и выдачи (вывода, записи) выходных сигналов.

Выделяют несколько типов микропроцессорных систем, различающихся мощностью, универсальностью, быстродействием и структурой. Основные типы следующие:

- микроконтроллеры – наиболее простой тип микропроцессорных систем, в которых все или большинство узлов системы выполнены в виде одной микросхемы;
- контроллеры – управляющие микропроцессорные системы, выполненные в виде отдельных модулей;
- микрокомпьютеры – более мощные микропроцессорные системы с развитыми средствами сопряжения с внешними устройствами;
- компьютеры – наиболее мощные и универсальные микропроцессорные системы.

Микроконтроллеры представляют собой универсальные устройства, которые практически всегда используются не сами по себе, а в составе более сложных устройств, в том числе контроллеров. Системная шина микроконтроллера находится внутри микросхемы. Возможности подключения внешних устройств к микроконтроллеру ограничены, а устройства на микроконтроллерах предназначены для решения одной задачи.

Контроллеры, как правило, создаются для решения какой – то отдельной задачи или группы близких задач и обычно не имеют возможности подключения дополнительных узлов и устройств, например, памяти, устройств ввода – вывода. Структура контроллера проста и оптимизирована под оптимальное быстродействие. В большинстве случаев выполняемые программы хранятся в постоянной памяти и не меняются. Конструктивно контроллеры выпускаются в одноплатном варианте.

Микрокомпьютеры отличаются от контроллеров более открытой архитектурой и допускают подключение к системной шине нескольких дополнитель-

ных устройств. Микрокомпьютеры производятся в каркасе, корпусе с разъемами системной магистрали, доступными пользователю. Микрокомпьютеры могут иметь средства хранения информации на внешних носителях и довольно развитые средства связи с пользователем (монитор, клавиатура). Они рассчитаны на широкий круг задач, но, в отличие от контроллеров, к каждой новой задаче его необходимо приспособлять заново. Выполняемые микрокомпьютером программы можно достаточно легко изменять.

В отличие от рассмотренных микропроцессорных систем персональные компьютеры обязательно предусматривают возможность модернизации, а также широкие возможности подключения новых устройств, развитые средства связи с пользователем, средства длительного хранения информации большого объема, средства связи с другими компьютерами посредством информационных систем.

В настоящее время при разработке новых микропроцессорных систем чаще всего выбирают путь использования микроконтроллеров (примерно в 80 % случаев). При этом микроконтроллеры применяются или самостоятельно, с минимальной дополнительной аппаратурой, или в составе более сложных контроллеров с развитыми средствами ввода/вывода. Классические микропроцессорные системы на базе микросхем процессоров и микропроцессорных комплектов выпускаются в наше время довольно редко вследствие их сложности процессов разработки и отладки этих систем.

Заметную роль на современном этапе развития техники играют микропроцессорные системы на основе персонального компьютера. Разработчику в этом случае необходимо только оснастить ПК дополнительными устройствами сопряжения, а ядро микропроцессорной системы уже «готово». ПК имеет развитые средства программирования, что существенно упрощает задачу разработчика.

4.2. Структура и особенности работы микроконтроллеров и микроЭВМ

В настоящее время выпускается целый ряд типов микроконтроллеров (*МК*), которые можно условно разделить на следующие классы:

1. 8 – разрядные *МК* для встраиваемых приложений;
2. 16 – и 32 – разрядные *МК*;
3. цифровые сигнальные процессоры (*DSP*).

Наиболее распространены 8–разрядные *МК*, широко используемые в промышленности, бытовой и компьютерной технике. Причиной широкого распространения 8 – разрядных *МК* является использование их для управления реальными объектами, где применяются, в основном, алгоритмы с преобладанием логических операций, скорость обработки которых практически не зависит от разрядности процессора. Номенклатура *МК* данного класса постоянно расширяется. Ведущими производителями данного класса приборов являются такие фирмы, как *Motorola, Microchip, Intel, Zilog, Atmel*.

Для современных 8 – разрядных МК характерен модульный принцип построения, при котором процессорное ядро, одинаковое для всех МК данного семейства и включающее центральный процессор, схему синхронизации и схему управления, остается неизменным, а адаптация МК для конкретных условий осуществляется за счет изменения конфигурации изменяемого функционального блока, в состав которого входят модули тактовых генераторов (Г), оперативное (ОЗУ) и постоянное (ПЗУ) запоминающее устройства, порты ввода/вывода, таймер, дополнительные модули (аналогово – цифровые преобразователи, компараторы напряжения и др.).

Система команд процессора МК включает четыре основных типа команд:

- команды пересылки данных;
- арифметические команды;
- логические команды;
- команды переходов.

Система команд МК по сравнению с системой команд универсального микропроцессора имеет, как правило, менее развитые группы арифметических и логических команд, зато более мощные группы пересылки данных и управления. Эта особенность связана со сферой применения МК, требующей, прежде всего, контроля окружающей обстановки и формирования управляющих воздействий.

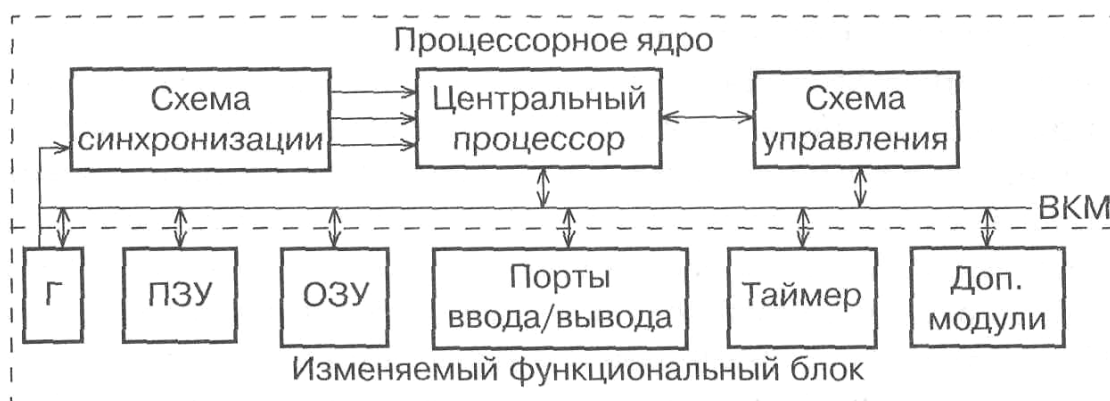


Рис. 4.8 Модульная организация микроконтроллера [10]

Схема синхронизации МК обеспечивает формирование сигналов синхронизации, необходимых для выполнения командных циклов центрального процессора, а также обмена информацией по внутренней магистрали. В зависимости от исполнения центрального процессора командный цикл может включать в себя от одного до нескольких (4 – 6) тактов синхронизации. Схема синхронизации формирует также метки времени, необходимые для работы таймеров МК. В состав схемы синхронизации входят делители частоты, формирующие необходимые последовательности синхросигналов.

В МК используется три основных вида памяти. Память программ представляет собой постоянную память (ПЗУ), предназначенную для хранения про-

граммного кода (команд) и констант. Ее содержимое в ходе выполнения программы не меняется.

Память данных предназначена для хранения переменных в процессе выполнения программы и представляет собой *ОЗУ*. Третий вид памяти *МК* – регистры – включает в себя внутренние регистры процессора и регистры, которые служат для управления периферийными устройствами (регистры специальных функций). В число регистров входят, к примеру, аккумулятор, регистры состояния, индексные регистры, регистры управления прерываниями, регистры данных портов.

Память программ *МК* энергонезависима, т.е. обеспечивает возможность хранения информации при отсутствии питания. При этом *ПЗУ МК* может быть нескольких типов:

- масочное (*mask – ROM*) *ПЗУ*, содержимое которого заносится при изготовлении и в дальнейшем не может быть изменено;
- *ПЗУ*, программируемое пользователем, с ультрафиолетовым стиранием – *EPROM*, которые программируются электрическим сигналом и стираются ультрафиолетовым облучением;
- *ПЗУ*, однократно программируемое пользователем – *OTPROM*;
- *ПЗУ*, программируемое пользователем, с электрическим стиранием – *EEPROM*, в которых стирание содержимого ячеек памяти происходит также электрическим сигналом за счет использования туннельных механизмов. Применение *EEPROM* позволяет программировать и стирать содержимое памяти *МК*, не снимая его с печатной платы. Таким способом можно проводить отладку и модернизацию программного обеспечения, что дает существенный выигрыш на начальном этапе проектирования системы с *МК*, когда много времени уходит на поиск причин неработоспособности системы и выполнение цикла стирания – программирования памяти программ;
- *ПЗУ* с электрическим стиранием типа *Flash – ROM*, характеризующиеся упрощением операций декодирования, что позволило снизить стоимость таких *ПЗУ*.

Объем памяти данных *МК* обычно невелик и составляет, как правило, десятки и сотни байт, поэтому прикладные программы должны ориентироваться на работу без использования больших массивов данных.

Несмотря на существующую тенденцию по переходу к закрытой архитектуре *МК*, в некоторых случаях возникает необходимость подключения дополнительной внешней памяти (как памяти программ, так и памяти данных).

Каждый микроконтроллер имеет некоторое количество линий ввода/вывода, которые объединены в многоразрядные (чаще 8 – разрядные) параллельные порты ввода/вывода. В памяти каждому порту ввода/вывода назначен свой адрес регистра данных. Обращение к регистру данных порта ввода/вывода производится теми же командами, что и обращение к памяти данных.

Различают 3 типа алгоритмов обмена информацией между *МК* и внешними устройствами через параллельные порты ввода/вывода:

- режим простого программного ввода/вывода;
- режим ввода вывода со стробированием;
- режим ввода/вывода с полным набором сигналов подтверждения обмена.

Различают два основных типа архитектуры микропроцессорных систем: фон – неймановская и гарвардская.

На рис. 4.10. приведена типичная схема структуры с фон – неймановской архитектурой.

Основной особенностью фон-неймановской архитектуры является использование общей памяти для хранения программ и данных. Главное преимущество такой архитектуры – упрощение устройства *МПС*, так как реализуется обращение к одной общей памяти. Кроме того, использование единой области памяти позволяет оперативно перераспределять ресурсы между областями программ и данных, что существенно повышает гибкость *МПС* с точки зрения разработчика программного обеспечения.

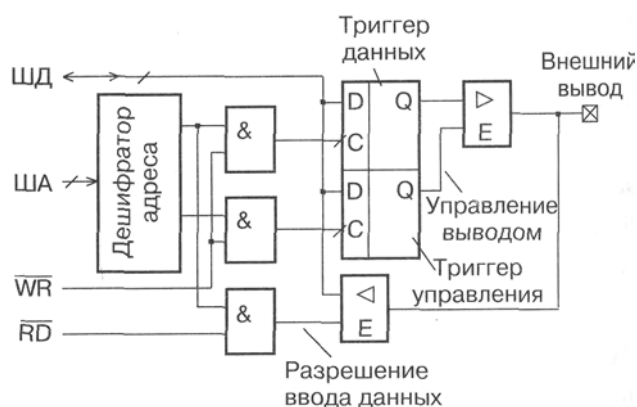


Рис. 4.9 Типовая схемы двенаправленного порта ввода/вывода МК [10]

Основной особенностью гарвардской архитектуры является использование отдельных адресных пространств для хранения команд и данных, как показано на рис. 4.11. В данной архитектуре применение отдельной небольшой по объему памяти данных способствует сокращению длины команд и ускорению поиска информации в памяти данных, благодаря чему данная архитектура наиболее часто используется в устройствах с *МК*. Кроме того, гарвардская архитектура обеспечивает потенциально более высокую скорость выполнения программы по сравнению с фон – неймановской за счет возможности реализации параллельных операций. Выборка следующей команды может происходить одновременно с выполнением предыдущей, и нет необходимости останавливать процессор на время выборки. Большинство производителей современных 8 – разрядных *МК* используют гарвардскую архитектуру [10].

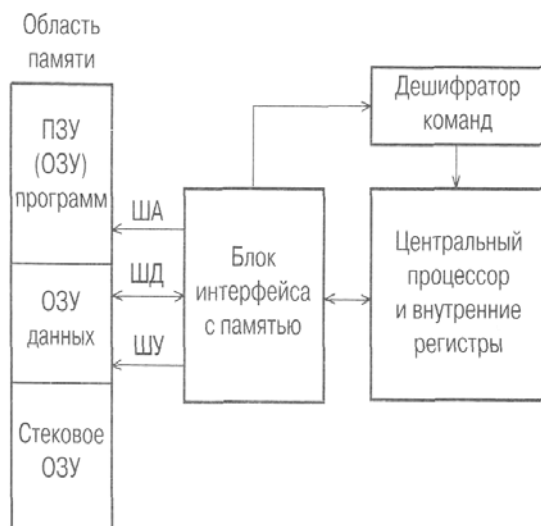


Рис. 4.10 Фон – неймановская архитектура микропроцессорной системы [10]



Рис. 4.11 Гарвардская архитектура микропроцессорной системы

К вспомогательным аппаратным средствам микроконтроллера относятся тактовые генераторы, схемы контроля напряжения питания, сторожевые таймеры, модули последовательного ввода/вывода, модули аналогового ввода/вывода.

Тактовые генераторы выполняются на основе кварцевых или керамических резонаторов. Использование кварцевых резонаторов позволяет обеспечить высокую точность и стабильность тактовой частоты (разброс частоты составляет менее 0,01 %), что необходимо для организации точного хода часов реального времени или организации интерфейса с другими устройствами. При менее жестких требованиях к стабильности тактовой частоты возможно использование более стойких к нагрузке керамических резонаторов, которые имеют разброс частот порядка нескольких десятых долей процента (обычно около 0,5 %).

С целью обеспечения надежного пуска от любых источников питания с различной динамикой нарастания напряжения большинство современных МК содержит встроенный детектор напряжения питания, начинающий отсчет времени после того, как напряжение питания достигло определенной величины. На этапе нарастания напряжения питания МК принудительно переводится в начальное состояние, называемое состоянием сброса. Сразу после выхода процессора из состояния сброса МК запускает генератор синхронизации, загружает в счетчик команд адрес начала рабочей программы и т. д.

В случае снижения напряжения питания МК ниже допустимого предела процессор может «зависнуть», причем при восстановлении напряжения питания до номинального значения МК останется неработоспособным. Для возврата МК в рабочий режим процессор необходимо сбросить. Для этих целей в современных МК реализован дополнительный блок детектирования пониженного напряжения питания. Такой блок генерирует сигнал внутреннего сброса при снижении напряжения питания ниже допустимого предела.

Все современные МК имеют встроенный модуль сторожевого таймера. Принцип действия данного устройства следующий. Основу сторожевого таймера составляет многоразрядный счетчик, который обнуляется при сбросе МК. После перехода МК в активный режим работы значение счетчика начинает увеличиваться независимо от выполняемой программы. При достижении счетчиком максимального кода генерируется сигнал внутреннего сброса, и МК начинает выполнять рабочую программу сначала. Для исключения сброса по переполнению сторожевого таймера рабочая программа МК должна периодически сбрасывать счетчик, что достигается использованием специальной команды, а в случае, если процессор «завис», велика вероятность того, что счетчик не будет сброшен вовремя. Тогда произойдет его сброс по переполнению.

Основные функции, решаемые с помощью модуля контроллера последовательного ввода/вывода, следующие:

- связь встроенной микропроцессорной системы с системой верхнего уровня, например, ПЭВМ. Чаще всего для этих целей используются интерфейсы RS-232C и RS-485;
- связь с внешними по отношению к МК периферийными ИС, а также с датчиками физических величин с последовательным выходом. Для этих целей используются интерфейсы I^2C , SPI а также нестандартные протоколы обмена;
- интерфейс связи с локальной сетью в мультиконтроллерных системах. В системах с числом МК до пяти обычно используются сети на основе интерфейсов I^2S , RS-232C и RS-485 с собственными сетевыми протоколами.

Среди различных типов встроенных контроллеров последовательного обмена, входящих в состав 8-разрядных МК, наибольшее распространение получил модуль UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter). UART – это универсальный асинхронный приемопередатчик. Большинство модулей UART, помимо асинхронного режима обмена, способны также реализовывать режим синхронной передачи данных.

Необходимость приема и формирования аналоговых сигналов требует наличия в *МК* модулей аналогового ввода/вывода. Простейшим устройством ввода в *МК* является встроенный компаратор напряжения. Компаратор сравнивает входное аналоговое напряжение с опорным потенциалом и устанавливает на выходе логическую «1», если входное напряжение больше опорного. Однако более широкие возможности для работы *МК* создает использование *АЦП*, встроенного в *МК*. Практически во всех 8 – разрядных *МК* *АЦП* также 8 – разрядные и, соответственно, формат результатов, выдаваемых *АЦП* – однобайтовый, за исключением модулей *АЦП МК* для управления преобразователями частоты, в которых разрядность *АЦП* составляет 10, а два младших разряда результата получают использованием емкостного делителя.

В настоящее время широко используются микроконтроллеры серии *PIC* (Peripheral Interface Controller) фирмы *Microchip*, объединяющие все передовые технологии микроконтроллеров: электрически программируемые пользователем *ПЗУ*, минимальное энергопотребление, высокую производительность, хорошо развитую *RISC* – архитектуру, широкую номенклатуру и минимальные размеры [10].

Высокая скорость выполнения команд в *PIC* – контроллерах достигается за счет использования двухшинной гарвардской архитектуры вместо традиционной одношинной фон – неймановской. Все ресурсы микроконтроллера, такие как порты ввода/вывода, ячейки памяти и таймер, представляют собой физически реализованные аппаратные регистры. В настоящее время компания *Microchip* выпускает пять основных семейств 8 – разрядных *МК*, совместимых снизу вверх по программному коду:

- *PIC12CXXX* – семейство микроконтроллеров, выпускаемых в миниатюрном 8 – выводном исполнении. Эти *МК* выпускаются как с 12–разрядной (33 команды), так и с 14 – разрядной (35 команд) системой команд. Содержат встроенный тактовый генератор, таймер/счетчик, сторожевой таймер, схему управления прерываниями. В составе семейства есть *МК* со встроенными 8 – разрядным четырехканальным *АЦП*.

- *PIC16C5X* – базовое семейство *МК* с 12– разрядными командами (33 команды), выпускаемое в 18–, 20– и 28–выводных корпусах. Представляют собой простые недорогие микроконтроллеры с минимальной периферией, способные работать при низких напряжениях питания (до 2В), что делает их удобными для применения в переносных конструкциях.

- *PIC16CXXX* – семейство микроконтроллеров среднего уровня с 14 – разрядными командами (35 команд). Наиболее многочисленное семейство, объединяющее микроконтроллеры с разнообразными периферийными устройствами, в число которых входят аналоговые компараторы, аналогово – цифровые преобразователи, контроллеры последовательных интерфейсов *SPI*, *USART* и *I2C*, таймеры–счетчики, модули захвата/сравнения, широтно–импульсные модуляторы, сторожевые таймеры и т.д.;

- *PIC17CXXX* – семейство высокопроизводительных микроконтроллеров с расширенной системой команд 16–разрядного формата (58 команд), работающие на частоте до 33 МГц, с объемом памяти программ до 16 Кслов. Кроме обширной периферии, 16–уровневого аппаратного стека и векторной системы прерываний, почти все микроконтроллеры данного семейства имеют встроенный аппаратный умножитель 8х8, выполняющий операцию умножения за один машинный цикл. Являются одними из самых быстродействующих в классе 8–разрядных МК;

- *PIC18CXXXX* – семейство высокопроизводительных микроконтроллеров с расширенной системой команд 16 – разрядного формата (75 команд) и встроенным 10 – разрядным АЦП, работающие на частоте до 40 МГц. Содержит 31 – уровневый стек команд, встроенную память команд до 32 Кслов и способны адресовать до 4 Кбайт памяти данных и до 2 Мбайт внешней памяти программ.

Большинство *PIC* – контроллеров выпускаются с однократно программируемой памятью программ, с возможностью внутрисхемного программирования или масочным ПЗУ. Для целей отладки предлагаются более дорогие версии с ультрафиолетовым стиранием и *Flash* – памятью. Полный список выпускаемых модификаций *PIC*–контроллеров включает порядка пятисот наименований.

Из программных средств отладки наиболее известны и доступны различные версии ассемблеров, а также интегрированная программная среда *MPLAB*. Российские производители программаторов и отладочных устройств также уделяют внимание *PIC* – контроллерам. Выпускаются как специализированные программаторы (*PICPROG*), так и универсальные (*UNIPRO*, *СТЕРХ*), поддерживающие наиболее известные версии *PIC* – контроллеров. Наиболее распространенными семействами *PIC* – контроллеров являются *PIC16CXXXX* и *PIC17CXXXX*. Архитектура и принципы работы микроконтроллеров данных семейств во многом аналогичны. Внешний вид программатора, предназначенного для внесения исполняемых программ в энергонезависимую память МК, показан на рис. 4.12

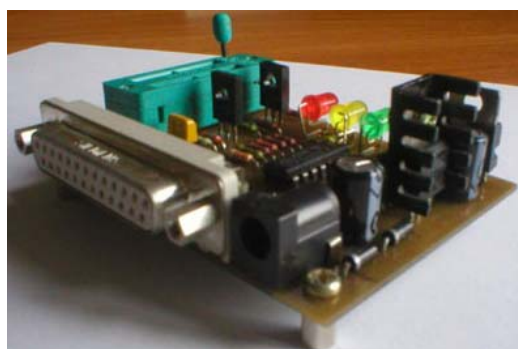


Рис. 4.12 Программатор для контроллеров *PIC16X84* и *PIC16F82X*

МПС на основе МК используются чаще всего в качестве встроенных систем для решения задач управления некоторым объектом. Важной особенностью

данного применения является работа в реальном времени, т.е. обеспечение реакции на внешние события в течение определенного временного интервала. Такие устройства получили название контроллеров.

4.3. Однокристальные микроконтроллеры серии PIC

Микроконтроллеры семейств *PIC* (Peripheral Interface Controller) компании *Microchip* объединяют все передовые технологии микроконтроллеров: электрически программируемые пользователем ППЗУ, минимальное энергопотребление, высокую производительность, хорошо развитую *RISC* – архитектуру, функциональную законченность и минимальные размеры. Широкая номенклатура изделий обеспечивает использование микроконтроллеров в устройствах, предназначенных для разнообразных сфер применения.

Первые микроконтроллеры компании *Microchip PIC16C5X* появились в конце 1980 – х годов и благодаря своей высокой производительности и низкой стоимости составили серьезную конкуренцию производившимся в то время 8 – разрядным *МК* с *CISC* – архитектурой.

Высокая скорость выполнения команд в *PIC* – контроллерах достигается за счет использования двухшинной гарвардской архитектуры вместо традиционной одношинной фон – неймановской. Гарвардская архитектура основывается на наборе регистров с разделенными шинами и адресными пространствами для команд и данных. Все ресурсы микроконтроллера, такие как порты ввода/вывода, ячейки памяти и таймер, представляют собой физически реализованные аппаратные регистры.

Микроконтроллеры *PIC* содержат *RISC* – процессор с симметричной системой команд, позволяющей выполнять операции с любым регистром, используя произвольный метод адресации. Пользователь может сохранять результат операции в самом регистре – аккумуляторе или во втором регистре, используемом для операции.

В настоящее время компания *Microchip* выпускает пять основных семейств 8 – разрядных *RISC* – микроконтроллеров, совместимых снизу вверх по программному коду:

- *PIC12CXXX* – семейство микроконтроллеров, выпускаемых в миниатюрном 8 – выводном исполнении. Эти микроконтроллеры выпускаются как с 12 – разрядной (33 команды), так и с 14 – разрядной (55 команд) системой команд. Содержат встроенный тактовый генератор, таймер/счетчик, сторожевой таймер, схему управления прерываниями. В составе семейства есть микроконтроллеры со встроенным 8 – разрядным четырехканальным АЦП. Способны работать при напряжении питания до 2,5 В;

- *PIC16C5X* — базовое семейство микроконтроллеров с 12 – разрядными командами (33 команды), выпускаемое в 18 – , 20 – и 28 – выводных корпусах. Представляют собой простые недорогие микроконтроллеры с минимальной периферией. Способность работать при малом напряжении питания (до 2 В) дела-

ет их удобными для применения в переносных конструкциях. В состав семейства входят микроконтроллеры подгруппы *PIC16HV5XX*, способные работать непосредственно от батареи в диапазоне питающих напряжений до 15 В;

- *PIC16CXXX* – семейство микроконтроллеров среднего уровня с 14 – разрядными командами (35 команд). Наиболее многочисленное семейство, объединяющее микроконтроллеры с разнообразными периферийными устройствами, в число которых входят аналоговые компараторы, аналогово – цифровые преобразователи, контроллеры последовательных интерфейсов *SPI*, *USART* и *I2C*, таймеры-счетчики, модули захвата/сравнения, широтно – импульсные модуляторы, сторожевые таймеры, супервизорные схемы и так далее;

- *PIC17CXXX* – семейство высокопроизводительных микроконтроллеров с расширенной системой команд 16 – разрядного формата (58 команд), работающие на частоте до 33 МГц, с объемом памяти программ до 16 Кслов. Кроме обширной периферии, 16 – уровневой аппаратного стека и векторной системы прерываний, почти все микроконтроллеры этого семейства имеют встроенный аппаратный умножитель 8х8, выполняющий операцию умножения за один машинный цикл. Являются одними из самых быстросрабатывающих в классе 8 – разрядных микроконтроллеров;

- *PIC18CXXX* – семейство высокопроизводительных микроконтроллеров с расширенной системой команд 16 – разрядного формата (75 команд) и встроенным 10 – разрядным *АЦП*, работающие на частоте до 40 МГц. Содержат 31 – уровневый аппаратный стек, встроенную память команд до 32 Кслов и способны адресовать до 4 Кбайт памяти данных и до 2 Мбайт внешней памяти программ. Расширенное *RISC* – ядро микроконтроллеров данного семейства оптимизировано под использование нового Си – компилятора.

Большинство *PIC* – контроллеров выпускаются с однократно программируемой памятью программ (*OTP*), с возможностью внутрисхемного программирования или масочным *ПЗУ*. Для целей отладки предлагаются более дорогие версии с ультрафиолетовым стиранием и *Flash* – памятью. Полный список выпускаемых модификаций *PIC* – контроллеров включает порядка пятисот наименований. Поэтому продукция компании перекрывает почти весь диапазон применений 8 – разрядных микроконтроллеров [10, 21, 22].

Из программных средств отладки наиболее известны и доступны различные версии ассемблеров, а также интегрированная программная среда *MPLAB*. Российские производители программаторов и аппаратных отладочных средств также уделяют внимание *PIC* – контроллерам. Выпускаются как специализированные программаторы, такие как *PICPROG*, программирующие почти весь спектр *PIC* – микроконтроллеров, так и универсальные: *UNIPRO* и *СТЕРХ*, поддерживающие наиболее известные версии *PIC* – контроллеров.

Наиболее распространенными семействами *PIC* – контроллеров являются *PIC16CXXX* и *PIC17CXXX*.

Основным назначением микроконтроллеров семейств *PIC16* и *PIC17*, как следует из аббревиатуры *PIC* (Peripheral Interface Controller), является выполнение интерфейсных функций. Этим объясняются особенности их архитектуры:

- *RISC* – система команд, характеризующаяся малым набором одноадресных инструкций (33, 35 или 58), каждая из которых имеет длину в одно слово (12, 14 или 16 бит) и большинство выполняется за один машинный цикл. В системе команд отсутствуют сложные арифметические команды (умножение, деление), предельно сокращен набор условных переходов;

- высокая скорость выполнения команд: при тактовой частоте 20 МГц время машинного цикла составляет 200 нс (быстродействие равно 5 млн. операций/сек);

- наличие мощных драйверов (до 25 мА) на линиях портов ввода – вывода, что позволяет подключать непосредственно к ним довольно мощную нагрузку, например, светодиоды.

- низкая потребляемая мощность;

- ориентация на ценовую нишу предельно низкой стоимости, определяющая использование дешевых корпусов с малым количеством выводов (8, 14, 18, 28), отказ от внешних шин адреса и данных (кроме *PIC17C4X*), использование упрощенного механизма прерываний и аппаратного (программно недоступного) стека.

Микроконтроллеры семейства *PIC16CXXX*, выполненные по технологии *НСМOS* представляют собой 8 – разрядные микроконтроллеры на основе *RISC* – процессора, выполненные по гарвардской архитектуре. Имеют встроенное ПЗУ команд объемом от 0,5 до 4 Кслов (разрядность слова команд равна 12 — 14 бит). Память данных *PIC* – контроллеров организована в виде регистрового файла объемом 32 — 128 байт, в котором от 7 до 16 регистров отведено для управления системой и обмена данными с внешними устройствами.

Одним из основных достоинств этих устройств является очень широкий диапазон напряжений питания (2 — 6 В). Ток потребления на частоте 32768 Гц составляет менее 15 мкА, на частоте 4 МГц — 1 – 2 мА, на частоте 20 МГц 5 – 7 мА и в режиме микропотребления (режим *SLEEP*) — 1–2 мкА. Выпускаются модификации для работы в трех температурных диапазонах: от 0 до +70°C, от –40 до +85°C и от –40 до +125°C.

Каждый из контроллеров содержит универсальные (от 1 до 3) и сторожевой таймеры, а также надежную встроенную систему сброса при включении питания. Частота внутреннего тактового генератора задается либо кварцевым резонатором, либо RC – цепочкой в диапазоне 0 – 25 МГц. *PIC* – контроллеры имеют от 12 до 33 линий цифрового ввода – вывода, причем каждая из них может быть независимо настроена на ввод или вывод.

В устройство *PIC16C64* входит широтно – импульсный модулятор, с помощью которого можно реализовать ЦАП с разрешением до 16 разрядов. Здесь есть и последовательный двунаправленный синхронно – асинхронный порт, обеспечивающий возможность организации шины *PC*. Приборы *PIC16C71* и

PIC16C74 содержат встроенный многоканальный 8 – разрядный АЦП с устройством выборки – хранения.

Помимо памяти программ в *PIC* предусмотрено несколько индивидуально прожигаемых перемычек, с помощью которых можно на этапе программирования кристалла выбрать тип тактового генератора, отключить сторожевой таймер или систему сброса, включить защиту памяти программ от копирования, а также записать серийный номер кристалла (16 бит).

С программной точки зрения *PIC* – контроллер представляет собой 8 – разрядный *RISC* – процессор с гарвардской архитектурой. Число команд небольшое – от 33 до 35. Все команды имеют одинаковую длину и, кроме команд ветвления, выполняются за четыре периода тактовой частоты (в отличие, например, от 12 периодов для *i87C51*). Поддерживаются непосредственный, косвенный и относительный методы адресации, можно эффективно управлять отдельными битами в пределах всего регистрового файла. Стек реализован аппаратно. Его максимальная глубина составляет два или восемь уровней в зависимости от типа контроллера. Почти во всех микросхемах *PIC* есть система прерываний, источниками которых могут быть таймер и внешние сигналы. Система команд практически симметрична и, как следствие, легка в освоении.

Применение *PIC* – контроллеров целесообразно в несложных приборах с ограниченным током потребления (автономные устройства, приборы с питанием от телефонной линии и т.п.). Благодаря малому количеству компонентов, используемых при построении таких приборов, их размеры уменьшаются, а надежность увеличивается.

Типичным представителем микроконтроллеров семейства *PIC16CXXX* являются микроконтроллеры подгруппы *PIC16P8X*.

Микроконтроллеры подгруппы *PIC16P8X* относятся к семейству 8 – разрядных *КМОП* микроконтроллеров группы *PIC16CXXX*, для которых характерны низкая стоимость, полностью статическая *КМОП* – технология и высокая производительность.

В состав подгруппы входят *МК PIC16F83*, *PIC16CR83*, *PIC16F84* и *PIC16CR84*. Основные характеристики МК подгруппы *PIC16P8X* приведены в табл. 4.1.

Все микроконтроллеры подгруппы *PIC16F8X* используют гарвардскую архитектуру с *RISC* – процессором, обладающую следующими основными особенностями:

- используются только 35 простых команд;
- все команды выполняются за один цикл (400 нс при частоте 10 МГц), кроме команд перехода, которые требуют 2 циклов;
- рабочая частота 0 Гц ... 10 МГц;
- отдельные шины данных (8 бит) и команд (14 бит);
- 512 x 14 или 1024 x 14 память программ, выполненная на ПЗУ или электрически перепрограммируемой Flash – памяти;
- 15 восьмиразрядных регистров специальных функций (*SFR*);

- восьмиуровневый аппаратный стек;
- прямая, косвенная и относительная адресация данных и команд;
- 36 или 68 восьмиразрядных регистров общего назначения (*GPR*) или *O3U*;

- четыре источника прерывания:

— внешний вход *RB0/INT*;

— переполнение таймера *TMR0*;

— изменение сигналов на линиях порта *B*;

— завершение записи данных в память *EEPROM*;

- 64 x 8 электрически перепрограммируемая *EEPROM* память данных с возможностью выполнения 1000000 циклов стирания/записи;

- сохранение данных в *EEPROM* в течение как минимум 40 лет.

Микроконтроллеры подгруппы *PIC16P8X* обладают развитыми возможностями ввода/вывода:

- 13 линий ввода – вывода с индивидуальной установкой направления обмена;

- высокий втекающий/вытекающий ток, достаточный для управления светодиодами:

- максимальный втекающий ток – 25 мА;

- максимальный вытекающий ток – 20 мА;

- 8 – битный таймер/счетчик *TMRO* с 8 – битным программируемым предварительным делителем.

Таблица 4.1. Основные характеристики МК подгруппы PIC16F8X [10]

Параметр	PIC16F83	PIC16CR83	PIC16F84	PIC16CR84
Максимальная частота, МГц	10	10	10	10
Flash-память программ, слов	512	–	1K	–
ПЗУ программ, слов	–	512	–	1K
Память данных, байт	36	36	68	68
Память данных в РПЗУ (<i>EEPROM</i>), байт	64	64	64	64
Таймеры	TMR0	TMR0	TMR0	TMR0
Число источников прерываний	4	4	4	4
Число линий ввода/вывода	13	13	13	13
Диапазон напряжений питания, В	2,0 – 6,0	2,0 – 6,0	2,0 – 6,0	2,0 – 6,0
Число выводов и тип корпуса	18 DIP, SOIC	18 DIP, SOIC	18 DIP, SOIC	18 DIP, SOIC

Специализированные микроконтроллерные функции включают следующие возможности:

- автоматический сброс при включении (*Power – on – Reset*);
- таймер включения при сбросе (*Power – up Timer*);
- таймер запуска генератора (*Oscillator Start – up Timer*);
- сторожевой (*Watchdog*) таймер /счетчик с собственным встроенным генератором, обеспечивающим повышенную надежность;
- *EEPROM* бит секретности для защиты кода;
- экономичный режим *SLEEP*;
- выбираемые пользователем биты для установки режима возбуждения встроенного генератора;
- последовательное встроенное устройство программирования *Flash/EEPROM* памяти программ и данных с использованием только двух выводов.

КМОП технология обеспечивает *МК* подгруппы *PIC16P8X* дополнительные преимущества:

- статический принцип работы;
- широкий диапазон напряжений питания: 2,0 ... 6,0 В;
- низкое энергопотребление:
- менее 2 мА при 5В и 4МГц;
- порядка 15 мкА при 2В и 32КГц;
- менее 1 мкА для *SLEEP* – режима при 2В.

Микроконтроллеры подгруппы *PIC16P8X* различаются между собой только объемом *ОЗУ* данных, а также объемом и типом памяти программ. Наличие в составе подгруппы *МК* с *Flash* –памятью программ облегчает создание и отладку прототипов промышленных образцов изделий.

Упрощенная структурная схема *МК* подгруппы *PIC16P8X* приведена на рис. 4.13.

Архитектура основана на концепции отдельных шин и областей памяти для данных и для команд (гарвардская архитектура). Шина данных и память данных (*ОЗУ*) имеют ширину 8 бит, а программная шина и программная память (*ПЗУ*) имеют ширину 14 бит. Такая концепция обеспечивает простую, но мощную систему команд, разработанную так, что битовые, байтовые и регистровые операции работают с высокой скоростью и с перекрытием по времени выборок команд и циклов выполнения. 14 – битовая ширина программной памяти обеспечивает выборку 14 – битовой команды в один цикл. Двухступенчатый конвейер обеспечивает одновременную выборку и исполнение команды. Все команды выполняются за один цикл, исключая команды переходов.

Микроконтроллеры *PIC16F83* и *PIC16CR83* адресуют 512x14 памяти программ, а *PIC16F84* и *PIC16CR84* - 1Кx14 памяти программ. Вся память программ является внутренней.

Микроконтроллер может прямо или косвенно обращаться к регистрам или памяти данных. Все регистры специальных функций, включая счетчик команд, отображаются на память данных. Ортогональная симметричная система команд

позволяет выполнять любую команду над любым регистром с использованием произвольного метода адресации.

Ортогональная архитектура и отсутствие специальных исключений делает программирование МК группы PIC16F8X простым и эффективным.

4.4. Основные принципы проектирования управляющих систем на однокристалльных микроконтроллерах

Микропроцессорные системы (МПС) на основе МК используются чаще всего в качестве встроенных систем для решения задач управления некоторым объектом. Особенностью данного применения является работа в реальном времени, т.е. обеспечение реакции на внешние события в течение определенного временного интервала. Такие устройства получили название контроллеров.

Основные этапы проектирования контроллеров показаны на рис. 4.14.

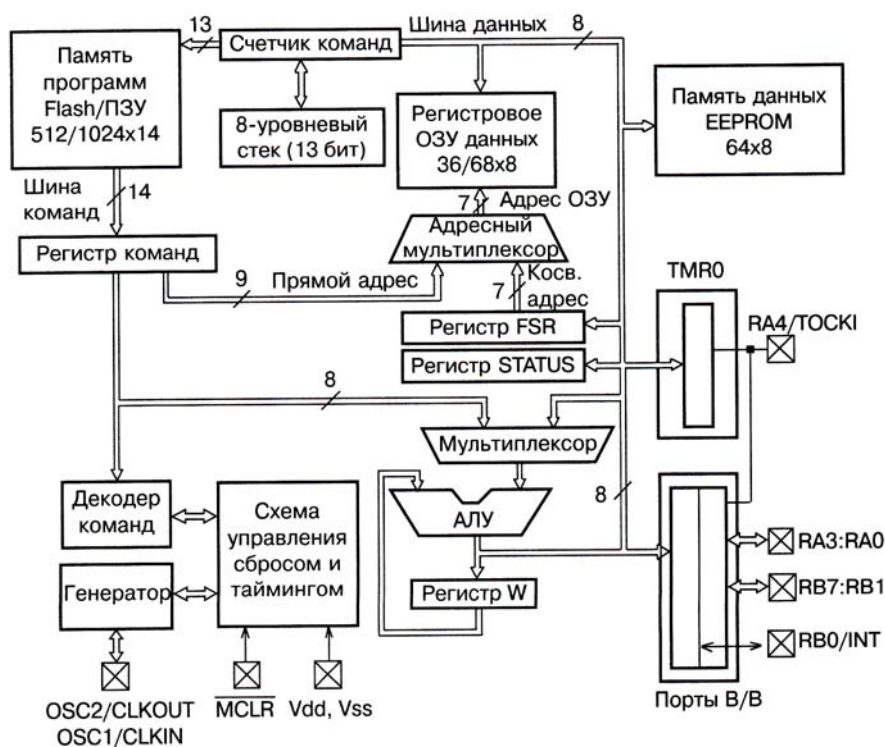


Рис. 4.13 Структурная схема МК подгруппы PIC16F8X [10]

Разработка алгоритма управления обычно сводится к выбору одного из нескольких возможных алгоритмов, отличающихся соотношением объема программного обеспечения и аппаратных средств.

Максимальное использование аппаратных средств упрощает разработку и обеспечивает высокое быстродействие контроллера в целом, но обычно сопровождается увеличением стоимости потребляемой мощности, поскольку увеличение доли аппаратных средств достигается либо путем выбора более сложного

МК, либо путем использования специальных интерфейсных схем. Увеличение удельного веса программного обеспечения позволяет сократить число элементов контроллера и стоимость аппаратных средств, но это приводит к снижению быстродействия, увеличению необходимого объема внутренней памяти *МК*, увеличению сроков разработки и отладки программного обеспечения. При выборе конкретного *МК* учитываются такие основные характеристики, как разрядность, быстродействие, набор команд и способов адресации, объем ПЗУ программ и ОЗУ данных, возможность подключения периферийных устройств, возможность перепрограммирования в составе устройства и т.д.

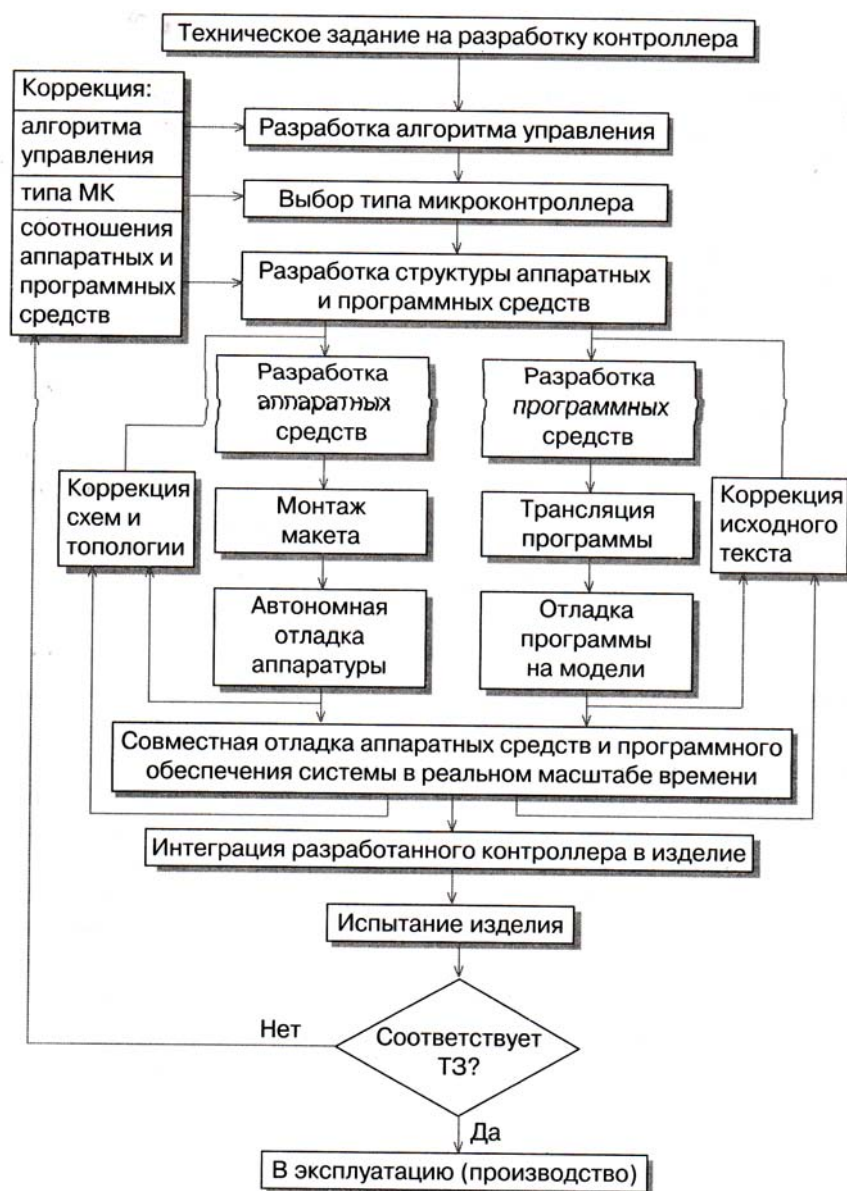


Рис. 4.14 Основные этапы разработки контроллера [10, 21]

При отсутствии *МК*, обеспечивающего требуемые по ТЗ характеристики разрабатываемого контроллера, необходим возврат к этапу разработки алгоритма управления и пересмотр выбранного соотношения между объемом про-

граммного обеспечения и аппаратных средств. Отсутствие подходящего *МК* чаще всего означает, что для реализации необходимого объема вычислений нужна дополнительная аппаратная поддержка.

На этапе разработки структуры контроллера окончательно определяется состав имеющихся и подлежащих разработке аппаратных модулей, протоколы обмена между модулями, типы разъемов. Выполняется предварительная проработка структуры контроллера. В части программного обеспечения определяются состав и связи программных модулей, язык программирования.

Современные *МК* выпускаются как правило, сериями (семействами) контроллеров, совместимых программно и конструктивно, на различающихся по своим возможностям (объем памяти, набор периферийных устройств и т.д.). Это дает возможность выбора структуры контроллера с целью поиска наиболее оптимального варианта реализации.

После разработки структуры аппаратных и программных средств дальнейшая работа над контроллером может быть распараллелена. Разработка аппаратных средств включает в себя разработку общей принципиальной схемы, разводку топологии плат, монтаж макета и его автономную отладку.

Автономная отладка аппаратуры на основе *МК* с открытой архитектурой предполагает контроль состояния многоразрядных магистралей адреса и данных с целью проверки правильности обращения к внешним ресурсам памяти и периферийным устройствам. Закрытая архитектура *МК* предполагает реализацию большинства функций разрабатываемого устройства внутренними средствами микроконтроллера. Поэтому разрабатываемый контроллер будет иметь малое число периферийных *ИС*, а обмен с ними будет идти преимущественно по последовательным интерфейсам.

Содержание этапов разработки *ПО*, его трансляции и отладки зависит от используемых системных средств. В настоящее время ресурсы 8 – разрядных *МК* достаточны для поддержки программирования на языках высокого уровня. Одновременно продолжают довольно широко использоваться языки низкого уровня типа ассемблера, особенно при необходимости обеспечения контролируемых интервалов времени.

В настоящее время наиболее мощным средством разработки программного обеспечения для *МК* являются интегрированные среды разработки, имеющие в своем составе менеджер проектов, текстовый редактор и симулятор, а также допускающие подключение компиляторов языков высокого уровня типа Паскаль и Си. При этом необходимо иметь в виду, что архитектура многих 8 – разрядных *МК* вследствие малого количества ресурсов, страничного распределения памяти, неудобной индексной адресации и некоторых других архитектурных ограничений не обеспечивает компилятору возможности генерировать эффективный код.

Для проверки и отладки программного обеспечения используются так называемые программные симуляторы, предоставляющие пользователю возможность выполнять разработанную программу на программно – логической моде-

ли *МК*. Программные симуляторы распространяются, как правило, бесплатно и сконфигурированы сразу на несколько *МК* одного семейства. Выбор конкретного типа *МК* среди моделей семейства обеспечивает соответствующая опция меню конфигурации симулятора. При этом моделируется работа *ЦП*, всех портов ввода/вывода, прерываний и другой периферии. Карта памяти моделируемого *МК* загружается в симулятор автоматически, отладка ведется в символьных обозначениях регистров.

Загрузив программу в симулятор, пользователь имеет возможность запускать ее в пошаговом или непрерывном режимах, задавать условные или безусловные точки останова, контролировать и свободно модифицировать содержимое ячеек памяти и регистров симулируемого *МК*.

Этап совместной отладки аппаратных и программных средств в реальном масштабе времени является самым трудоемким и требует использования инструментальных средств отладки. К числу основных инструментальных средств отладки относятся:

- внутрисхемные эмуляторы;
- платы развития (оценочные платы);
- мониторы отладки;
- эмуляторы *ПЗУ*.

Внутрисхемный эмулятор – программно–аппаратное средство, способное заменить эмулируемый *МК* в реальной схеме. Стыковка внутрисхемного эмулятора с отлаживаемой системой производится при помощи кабеля со специальной эмуляционной головкой, которая вставляется вместо *МК* в отлаживаемую систему. Если *МК* нельзя удалить из отлаживаемой системы, то использование эмулятора возможно, только если этот *МК* имеет отладочный режим, при котором все его выходы находятся в третьем состоянии. В этом случае для подключения эмулятора используют специальный адаптер – клипсу, который подключается непосредственно к выводам эмулируемого *МК*.

Внутрисхемный эмулятор – это наиболее мощное и универсальное отладочное средство, которое делает процесс функционирования отлаживаемого контроллера прозрачным, т.е. легко контролируемым, произвольно управляемым и модифицируемым.

Платы развития (их также принято называть оценочными платами *Evaluation Boards*), являются своего рода конструкторами для макетирования электронных устройств. Обычно это печатная плата с установленным на ней *МК* и всей необходимой ему стандартной периферией. На этой плате также устанавливают схемы связи с внешним компьютером. Как правило, там же имеется свободное поле для монтажа прикладных схем пользователя. Иногда предусмотрена уже готовая разводка для установки дополнительных устройств, рекомендуемых производителем. Например, *ПЗУ*, *ОЗУ*, *ЖКИ* – дисплей, клавиатура, *АЦП* и др. Кроме учебных или макетных целей, такие доработанные пользователем платы можно использовать в качестве одноплатных контроллеров, встраиваемых в малосерийную продукцию.

Для большего удобства платы развития комплектуются еще и простейшим отладочным средством отладки на базе монитора отладки. Используются два типа мониторов отладки: один для *МК*, имеющих внешнюю шину, а второй – для *МК*, не имеющих внешней шины.

В первом случае отладочный монитор поставляется в виде микросхемы *ПЗУ*, которая вставляется в специальный разъем на плате развития. Плата имеет также *ОЗУ* для программ пользователя и канал связи с внешним компьютером или терминалом. Во втором случае плата развития имеет встроенные схемы программирования внутреннего *ПЗУ МК*, которые управляются от внешнего компьютера. При этом программа монитора просто заносится в *ПЗУ МК* совместно с прикладными кодами пользователя. Прикладная программа должна быть специально подготовлена: в нужные места необходимо вставить вызовы отладочных подпрограмм монитора. Затем осуществляется пробный прогон. Чтобы изменить программу, пользователю надо стереть *ПЗУ* и произвести повторную запись. Готовую прикладную программу получают из отлаженной путем удаления всех вызовов мониторных функций и самого монитора отладки.

Возможности отладки, предоставленные комплектом «плата развития плюс монитор» не столь универсальны, как возможности внутрисхемного эмулятора, кроме того, некоторая часть ресурсов *МК* в процессе отладки отбирается для работы монитора. Тем не менее, наличие готового набора программно – аппаратных средств, позволяющих без потери времени приступить к монтажу и отладке проектируемой системы, во многих случаях является решающим фактором, особенно с учетом того, что стоимость такого комплекта ниже, чем стоимость более универсального эмулятора.

Эмулятор *ПЗУ* – программно–аппаратное средство, позволяющие замещать *ПЗУ* на отлаживаемой плате, и подставляющее вместо него *ОЗУ*, в которое может быть загружена программа с компьютера через один из стандартных каналов связи. Это устройство позволяет пользователю избежать многократных циклов перепрограммирования *ПЗУ*. Эмулятор *ПЗУ* нужен только для *МК*, которые могут обращаться к внешней памяти программ. Это устройство сравнимо по сложности и по стоимости с платами развития и отличается универсальностью. Эмулятор *ПЗУ* может работать с любыми типами *МК*.

Эмулируемая память доступна для просмотра и модификации, но контроль над внутренними управляющими регистрами *МК* был до недавнего времени невозможен.

В последнее время появились модели интеллектуальных эмуляторов *ПЗУ*, которые позволяют «заглядывать» внутрь *МК* на плате пользователя. Интеллектуальные эмуляторы представляют собой гибрид из обычного эмулятора *ПЗУ*, монитора отладки и схем быстрого переключения шины с одного на другой. Это создает, как если бы монитор отладки был установлен на плате пользователя и при этом он не занимает у *МК* никаких аппаратных ресурсов, кроме небольшой зоны программных шагов, примерно 4 Кбайта.

Этап совместной отладки аппаратных и программных средств в реальном масштабе времени завершается, когда аппаратура и программное обеспечение совместно обеспечивают выполнение всех шагов алгоритма работы системы. В конце этапа отлаженная программа заносится с помощью программатора в энергонезависимую память МК, и проверяется работа контроллера без эмулятора. При этом используются лабораторные источники питания. Часть внешних источников сигналов может моделироваться.

Этап интеграции разработанного контроллера в изделие заключается в повторении работ по совместной отладке аппаратуры и управляющей программы, но при работе в составе изделия, питании от штатного источника и с информацией от штатных источников сигналов и датчиков.

Состав и объем испытаний разработанного и изготовленного контроллера зависит от условий его эксплуатации и определяется соответствующими нормативными документами. Проведение испытаний таких функционально сложных изделий, как современные контроллеры, может потребовать разработки специализированных средств контроля состояния изделия во время испытаний.

Основным инструментом для профессиональной разработки программ для *PIC* – МК является ассемблер, предполагающий детализацию на уровне команд МК. Только ассемблер позволяет максимально использовать ресурсы кристалла.

Для микроконтроллеров *PIC* выпущено большое количество различных средств разработки. Наиболее популярны средства разработки, выпускаемые фирмой *Microchip*. Среди них можно выделить:

- ассемблер *MPASM*, представляющий собой интегрированную программную среду для разработки программных кодов *PIC* микроконтроллеров всех семейств. Выпускается фирмой *Microchip* в двух вариантах: для работы под *DOS* и для работы под *Windows 95/98/NT*. Ассемблер *MPASM* может использоваться как самостоятельно, так и в составе интегрированной среды разработки *MPLAB* и включает несколько составных блоков: *MPASM*, *MPLINK*, *MPLIB*.

Программа *MPASM* может использоваться для двух целей:

- генерации исполняемого (абсолютного) кода, предназначенного для записи в МК с помощью программатора;
- генерации перемещаемого объектного кода, который затем будет связан с другими ассемблированными или компилированными модулями.

При использовании ассемблера *MPASM* в режиме генерации перемещаемого объектного кода формируются объектные модули, которые могут впоследствии быть объединены с другими модулями при помощи компоновщика *MPLINK*. Эта программа преобразует перемещаемые объектные коды в исполняемый бинарный код, привязанный к абсолютным адресам МК. Библиотечная утилита *MPLIB* позволяет для удобства работы сгруппировать перемещаемые объекты в один файл или библиотеку.

- симулятор *MPSIM*, представляющий собой симулятор событий, предназначенный для отладки программного обеспечения *PIC* – контроллеров. *MPSIM*

моделирует все функции контроллера, включая все режимы сброса, функции таймера/счетчика, работу сторожевого таймера, режимы *SLEEP* и *Power – down*, работу портов ввода/вывода.

Симулятор запускается из командной строки *DOS*, конфигурируется пользователем и непосредственно применяет выходные данные ассемблера *MPASM*.

Абсолютный (неперемещаемый) код программы генерируется непосредственно при ассемблировании и располагается в программной памяти в порядке следования операторов программы. Операторы перехода на метку сразу же заменяются соответствующим кодом перехода на адрес метки.

Компоновщик *MPLINK* выполняет следующие задачи:

- распределяет коды и данные, т.е. определяет, в какой части программной памяти будут размещены коды и в какую область *ОЗУ* будут помещены данные;

- распределяет адреса, т.е. присваивает ссылкам на внешние объекты в объектном файле конкретные физические данные;

- генерирует исполняемый код, т.е. выдает файл в формате *.hex*, который может быть записан в память *МК*;

- отслеживает конфликты адресов, т.е. гарантирует, что программа или данные не будут размещаться в пространстве адресов, которое уже занято;

- предоставляет символьную информацию для отладки.

Менеджер библиотек создавать и модифицировать файлы библиотек. Библиотечный файл является коллекцией объектных модулей, которые размещены в одном файле. *MPLIB* использует объектные модули с именем «filename.o» формата *COFF* (Common Object File Format).

Использование библиотечных файлов упрощает компоновку программы, делает ее более структурированной и облегчает ее модификацию.

При запуске симулятор *MPSIM* начинает искать командный файл *MPSIM.INI*. Этот текстовый файл создается пользователем и используется для задания всех задействованных в программе параметров. В частности, в нем хранится информация о типе микроконтроллера, системе счисления данных по умолчанию, регистры, содержимое которых выводится на экран, способ представления данных, рабочие параметры. Любая команда, которая выполняется *MPSIM*, может быть задана в файле *MPSIM.INI*, который определяет начальное состояние программы. При работе *MPSIM* создает файл *MPSIM.JRN*, в котором сохраняются все сведения о нажатии клавиш в процессе работы.

Для моделирования внешних тестовых событий (воздействий) на моделируемый *МК* используются файлы стимуляции с расширением *.STI*. Эти файлы используются *MPSIM* для того, чтобы обеспечить подачу однократных и повторяющихся входных сигналов в процессе выполнения программы. При этом можно наблюдать на экране, как *МК* реагирует на сигналы.

В качестве примера ниже приведен файл для тестирования программы, выполняющий опрос состояния линии 1 порта А.

!test1.ST1

STEP	RA1
	1!Установка на входе RA1 состояния «1»
	0!Потупление на вход RA1 сигнала «0»
	1!Переход сигнала на входе RA1 в «1»
	0!Пвторная подача нулевого сигнала

Файл воздействия состоит из множества состояний, для которых задается параметр *STEP*, определяющий число циклов, в течение которых поддерживается заданное состояние. Он позволяет одновременно подавать различные сигналы на различные выходы *МК*. В файле воздействия можно указать любой вывод *МК*, в том числе и вывод сброса. Для обозначения комментариев используется знак !.

4.5. Цифровые системы автоматизации и управления

Основной специфической особенностью компьютеров, управляющих процессами, является то, что они работают в реальном времени, т.е. в одном темпе с управляемым процессом. Это значит, что реакция системы управления не должна существенно отставать от протекания процесса, что требует от системы довольно высокого быстродействия. Другая особенность компьютерного управления процессом заключается в том, что ход исполнения программы нельзя определить заранее. Внешние сигналы могут прерывать или изменять последовательность исполнения операторов программы, причем для каждого нового прогона по – разному.



Рис. 4.15 Применение компьютера в управлении процессом [11]

Любой протекающий физический процесс представляет собой сумму параллельных подпроцессов, т.е. при протекании некоторого физического явления может одновременно изменяться несколько параметров, каждый из которых необходимо отслеживать и регулировать.

Все это обуславливает основное отличие управляющего компьютера от обычного, для которого характерен параллельный режим.

Типичным примером компьютерного управления является управление прессом для пластика. Компьютер должен одновременно регулировать темпе-

ратуру (поддерживать ее постоянной) и координировать последовательность технологических операций. Если применять обычные методы программирования, задача структурирования программы становится неразрешимой. Рассмотрим структурную схему пресса для пластика. Контейнер содержит расплавленный пластический материал, температура которого должна поддерживаться в узких пределах. Управляющий компьютер периодически считывает показания рабочей температуры и регулирует выдаваемую в нагреватели мощность таким образом, чтобы температура поддерживалась в этих пределах.

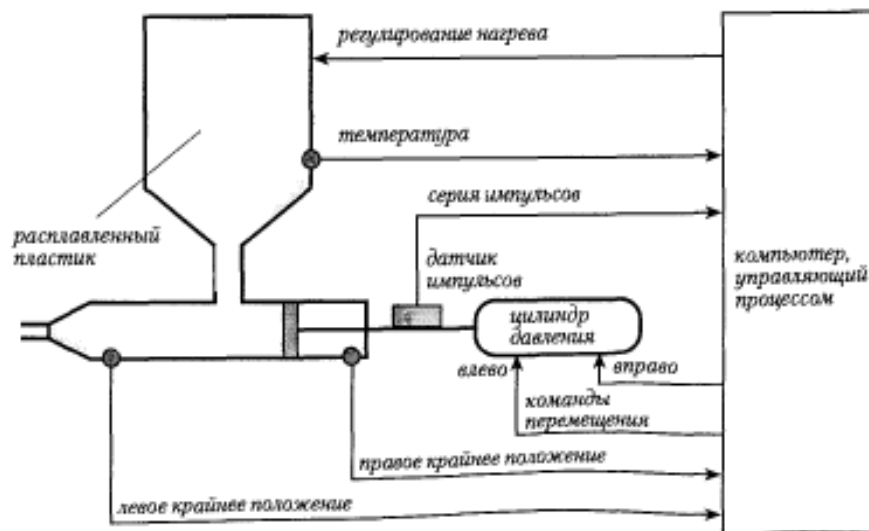


Рис. 4.16 Схема компьютерного управления прессом для пластика [11]

Тепло поступает от нагревательного элемента, управляемого компьютером. Время его работы регулируется в зависимости от того, какую мощность необходимо выдать. В нижней части пресса находится поршень, выталкивающий через насадку определенное количество расплавленного материала. Положение поршня регулирует импульсный датчик, генерирующий определенное количество импульсов на каждый миллиметр перемещения, а объем выдавленного материала определяется количеством импульсов за время перемещения. Чтобы приемлемую производительность, температура пластика должна заданное значение к тому моменту, когда поршень при движении вправо пройдет входное отверстие контейнера. Компьютерная система должна регулировать температуру и движение поршня одновременно. Значение температуры поступает от датчика в виде аналогового сигнала, положение поршня рассчитывается исходя из числа импульсов. Кроме того, еще два датчика генерируют двоичные сигналы при достижении датчиком крайнего положения.

Управление на основе последовательного программирования в данной системе реализуется следующим образом. Программа считывает температуру пластика каждые 10 секунд, определяет время нагрева, включает нагреватель, после чего переходит в режим занятого ожидания обновления счетчика времени, в котором компьютер не может выполнять никакие операции. Алгоритм управ-

ления перемещением поршня выглядит следующим образом. Компьютер выдает команду начать движение поршня вправо, затем непрерывно контролирует информацию от датчика конечного положения до тех пор, пока не получит информацию о том, что оно достигнуто. Затем начинается обратное движение поршня влево, при этом компьютер должен в цикле занятого ожидания ждать очередного импульса и суммировать их. Цикл считается завершенным при достижении заданного числа импульсов, после чего цикл повторяется снова. Так же, как и в случае регулирования температуры, компьютер не может выполнять никаких действий, пока он находится в режиме занятого ожидания. Каждая из подпрограмм просто реализуется посредством последовательного кода, однако проблематичным представляется их совмещение в одной программе. Циклы взаимного ожидания использовать нельзя, так как управляемый процесс не позволяет длительных задержек, а исполнение одной задачи не должно быть связано с другой. Если исключить циклы ожидания, программа все время будет переключаться между двумя задачами, проверяя какая из них должна выполняться в данный момент, что делает программу громоздкой и сложной для написания и выполнения. Таким образом, главная сложность заключается в организации переключения между задачами. На практике используют две различных программы, переключение между которыми организуется при помощи прерываний. При поступлении сигнала прерывания процессор управляющего компьютера отключается с выполнения одной задачи и переключается на выполнение другой. С использованием прерываний задача регулирования температуры решается проще. После включения нагревателя программа устанавливает таймер на величину времени нагрева и ожидает сигнала запроса прерывания для продолжения работы. Аналогично, программа управления поршнем ожидает два сигнала прерывания: один от датчика крайнего правого положения, второй – от импульсного датчика, регулирующего перемещение датчика. Система прерываний процессора обеспечивает переключение с одной задачи на другую как следствие внешних событий. Если каждый программный модуль является независимым, то добавление к нему новых блоков не представляет больших проблем. Естественно, что возможность параллельного программирования предполагает многозадачность управляющего компьютера, т.е. соответствующее программное обеспечение.

Система управления используется не только для регулирования и управления последовательностью технологических операций, но и должна выполнять ряд специализированных функций, например, распознавание нештатных ситуаций и реагирование на них.

Наиболее важные задачи, решаемые цифровой системой управления при управлении техническим процессом, показаны на рис. 4.17.

Данные, полученные в результате измерений, должны с требуемой точностью отображать динамику процесса, что, в первую очередь, определяется частотой выборки, т.е. периодичностью измерения новых данных. При этом важно достигнуть баланса: слишком высокая частота выборки требует частого обра-

щения компьютера к измерительным устройствам и усложняет работу программы, при слишком низкой частоте выборки возможно отставание управляющего воздействия от реального хода процесса. Рассмотрим основные узлы, входящие в состав цифровой системы управления.

Измерительное устройство или датчик состоит из измерительной головки и преобразователя. Различают три класса датчиков: аналоговые (в которых вырабатывается аналоговый сигнал), цифровые (генерирующие последовательность импульсов или цифровой код), бинарные (выдающие на выходе только два сигнала: «включено/выключено», «0» или «1»). Основные требования к датчику – максимально быстрое и точное воспроизведение измеряемой физической величины. Основные характеристики датчиков – статические и динамические. К основным статическим характеристикам относятся чувствительность, разрешение, линейность, статическое усиление, дрейф, рабочий диапазон, повторяемость, воспроизводимость. Динамическую характеристику датчика получают как реакцию на скачок измеряемой входной величины.

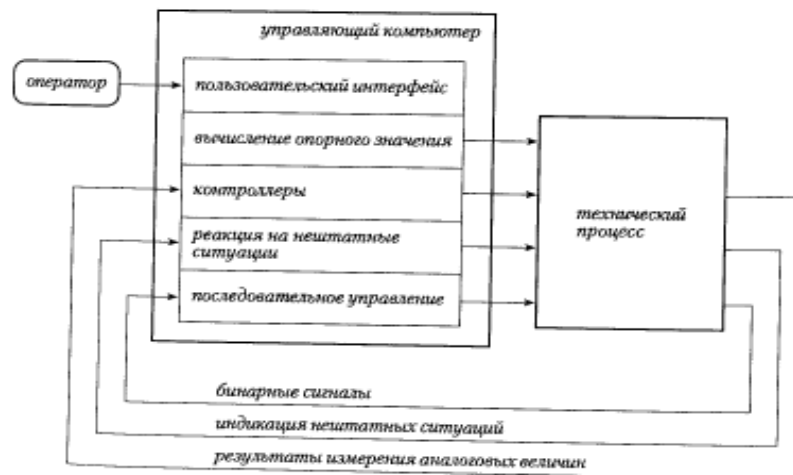


Рис. 4.17 Структура обмена информацией между ЭВМ и объектом управления [16]

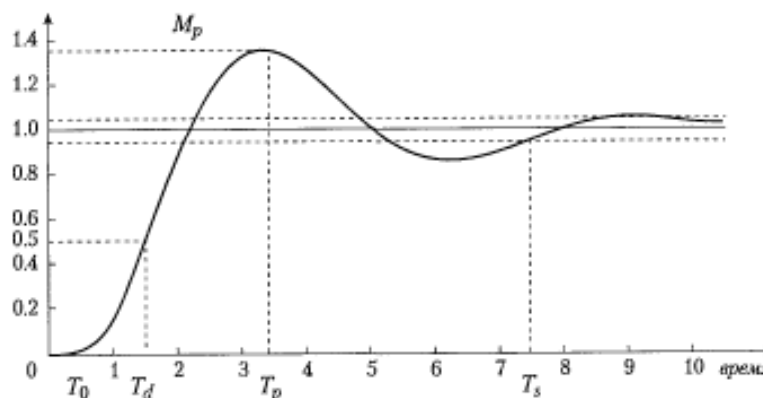


Рис. 4.18 Динамическая характеристика датчика [11,16,17]

Общая структура ввода/вывода данных между процессом и управляющим компьютером показана на рис. 4.19.

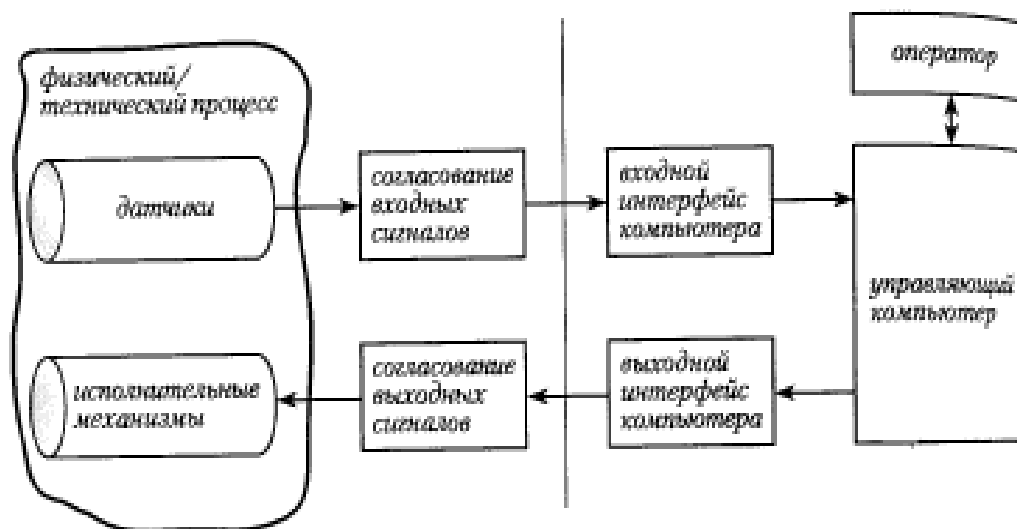


Рис. 4.19 Обобщенная структура ввода/вывода информации [11]

Время прохождения зоны нечувствительности (T_0) – время между началом изменения физической величины и моментом реакции датчика, т.е. моментом начала изменения выходного сигнала.

Запаздывание – время, спустя которое показания датчика впервые достигают 50 % значения от его полного значения. Время нарастания – время, за которое сигнал нарастает от 10 % до 90 % полного значения. Время переходного процесса – время, начиная с которого величина выходного сигнала датчика отличается от выходного значения на более, чем на заданное значение ($\pm 5\%$). Относительное перерегулирование – разность между максимальным и установившимся значениями, отнесенная к установившемуся значению. Статическая ошибка – отклонение выходной величины датчика от истинного значения или смещение.

Основные типы аналоговых датчиков: датчики движения, датчики силы, момента и давления, датчики приближения, датчики температуры, расхода, датчики химических и биохимических величин. Датчики движения измеряют четыре типа величин: перемещение, скорость (включая угловую), ускорение и удар. Основные типы таких датчиков: потенциометры (работают как переменные резисторы), датчики на основе принципа электромагнитной индукции (дифференциальные трансформаторы, револьверы, сельсины), пьезоэлектрические датчики, лазерные датчики для точного измерения малых перемещений, ультразвуковые датчики (используются для измерения перемещений в медицинских приборах, системах автофокусировки фото – и телекамер).

Типичный пример датчика измерения угловой скорости – тахометр. Он представляет собой генератор постоянного тока с постоянными магнитами.

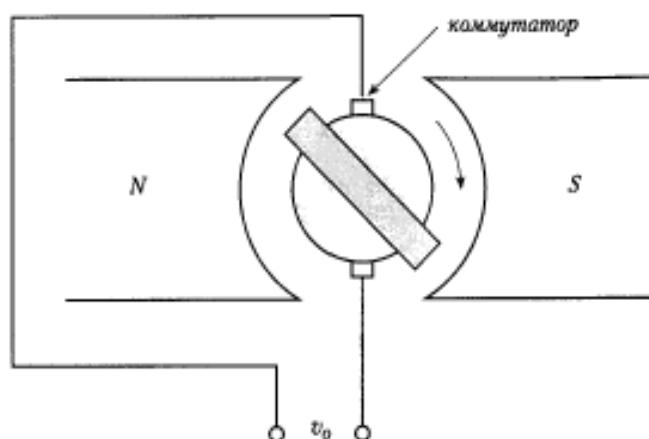


Рис. 4.20 Тахометр постоянного тока [11]

Магниты создают постоянное магнитное поле. Ротор тахометра непосредственно соединен с объектом, перемещение которого отслеживается. Движение ротора в постоянном магнитном поле приводит к возникновению в обмотке ротора э.д.с., пропорциональной скорости вращения. Выходное напряжение снимается коллектором, состоящим из пары щеток с низким электрическим сопротивлением. Для измерения давления используются различные типы тензодатчиков. Примером компактного тензодатчика может являться микроэлектронный тензометрический мост. Изменение электрических свойств колебательных контуров при приближении к внешним объектам используется в датчиках приближения. Индуктивные датчики приближения работают на основе излучения высокочастотного электромагнитного поля обмоткой, которая входит в колебательный контур. Электромагнитное поле индуцирует в проводящем материале объекта вихревые токи. Когда контролируемый объект приближается к датчику, колебания начинают затухать. Изменение амплитуды колебаний в контуре можно использовать для срабатывания полупроводникового ключа. В емкостных датчиках исследуемый объект присоединен к одной из обкладок конденсатора RC – контура, и при его приближении происходит изменение емкости за счет смещения обкладки и, следовательно, частоты возникающих в контуре колебаний, что можно использовать для управления выключателем. Магнитные датчики приближения опознают приближение объекта по изменению магнитных характеристик и не имеют подвижных частей. Принцип работы может основываться на индуктивности, магнитном сопротивлении, магниторезистивном эффекте, эффекте Холла. Обычно применяют три вида датчиков температуры: терморезисторы, резистивные детекторы температуры, термисторы. Работа термоэлементов (термопар) основана на известном эффекте возникновения э.д.с. при нагревании места спая двух разнородных металлических материалов. В резистивных детекторах температуры используется свойство увеличения удельного сопротивления проводников при росте температуры. Резистивные детекторы температуры обычно выполняются из платиновой проволоки. Датчики типа RTD имеют весьма низкую чувствительность, и любой ток, используемый для измерения напряжения, разогревает саму проволоку, изменяя его

показания на величину, пропорциональную квадрату тока. Термистор, т.е. температурно – зависимый резистор, изготавливается из полупроводникового материала, сопротивление которого уменьшается с увеличением температуры.

Для измерения объемных расходов используются следующие принципы: разность давления, скорость вращения турбины, распространение ультразвука в жидкости, изменение магнитной индукции, интенсивность образования завихрений.

Бинарные датчики используются для определения положения при механических перемещениях, для подсчета элементов в дискретных потоках, для контроля достижения предельных значений контролируемых величин. Типичный пример бинарного датчика положения – выключатели, представляющие собой механические контакты, размыкающиеся при достижении какой – либо переменной определенного значения. К бинарным датчикам относятся также пороговые датчики, индикаторы уровня.

Цифровые датчики генерируют дискретные выходные сигналы, которые непосредственно могут быть считаны процессором. В зависимости от вида датчика выходной сигнал может сразу формироваться в читаемом для процессора виде или должен обрабатываться цепями электронной логики, конструктивно объединенной с датчиком. Измерительная головка у цифрового датчика такая же, как у аналогового. Типичный пример цифрового датчика – цифровой датчик положения вала, или кодер. Оптический датчик состоит из диска с прорезями и непрозрачными областями, причем конфигурация каждой области соответствует определенному углу поворота. Источник света освещает одну сторону диска, а на другой стороне блок датчиков фиксирует световой шаблон (т.е. через какие прорези свет проходит, а через какие – нет), которому соответствует цифровое значение угла поворота.

Сигналы, вырабатываемые датчиками, обычно имеют весьма низкий уровень, поэтому их необходимо усиливать. Кроме того, сопротивления выхода датчика, кабеля и входа управляющего компьютера должны быть согласованы. Сигнал, выработанный датчиком, должен быть отфильтрован до того, как он поступает на вход компьютера. Схема обмена информацией в системе «процесс – управляющий компьютер» представлена на рис. 4.22.



Рис. 4.21 Схема мультиплексирования в цифровых управляющих системах [11]

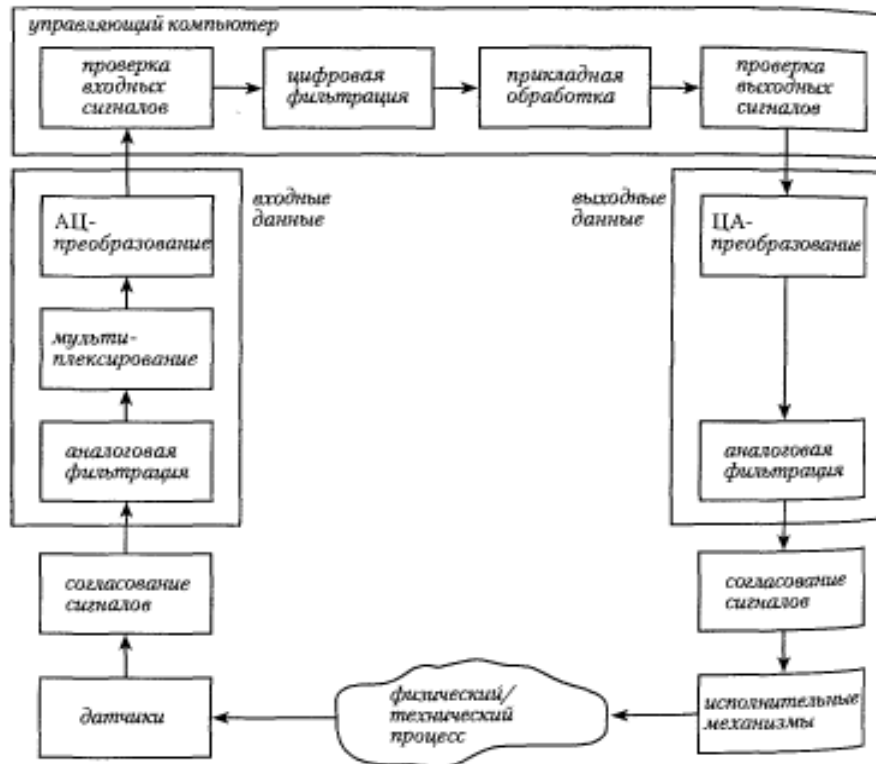


Рис. 4.22 Схема обмена информацией в системе «процесс – управляющий компьютер» [11]

Мультиплексирование (рис. 4.21) позволяет компьютеру в любой момент времени выбирать, сигнал с какого датчика обрабатывать, т.е. мультиплексор – это переключатель, соединяющий процессор в каждый момент времени только с одним датчиком.

4.6. Архитектура и принципы работы современных управляющих ПЭВМ

Большая часть современных управляющих ПЭВМ построена на платформе *IBM PC*.

Функции основных узлов следующие:

- центральный процессор — это микропроцессор со всеми необходимыми вспомогательными микросхемами, включая внешнюю и кэш – память и контроллер системной шины. В большинстве случаев именно центральный процессор осуществляет обмен по системной магистрали.
- оперативная память, которая может занимать почти все адресуемое пространство памяти процессора. Однако чаще всего ее объем гораздо меньше. Оперативная память выполняется на микросхемах динамической памяти и поэтому требует регенерации.

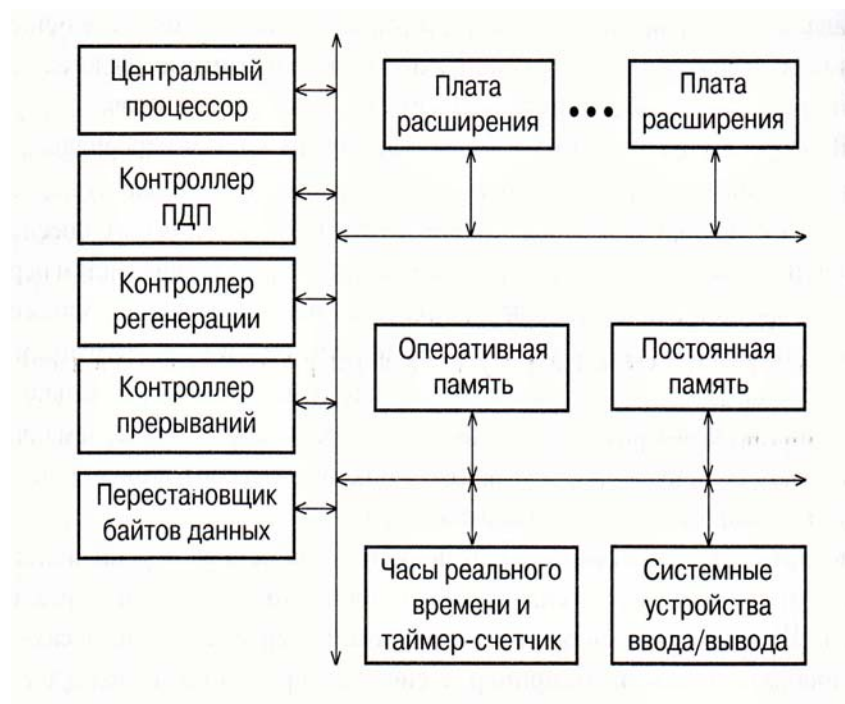


Рис. 4.23 Архитектура ПК типа IBM PC [10,21]

– постоянная память (*ROM BIOS*) имеющая небольшой объем (до 64 Кбайт), содержит программу начального запуска, описание конфигурации системы, а также драйверы (программы нижнего уровня) для взаимодействия с системными устройствами.

– контроллер прерываний, преобразующий аппаратные прерывания системной магистрали в аппаратные прерывания процессора и задает адреса векторов прерывания. Все режимы функционирования контроллера прерываний задаются программно процессором перед началом работы.

– контроллер прямого доступа к памяти, принимающий запрос на ПДП из системной магистрали, передает его процессору, а после предоставления процессором магистрали производит пересылку данных между памятью и устройством ввода/вывода. Все режимы функционирования контроллера ПДП задаются программно процессором перед началом работы. Использование встроенных в компьютер контроллеров прерываний и ПДП позволяет существенно упростить аппаратуру применяемых плат расширения.

– контроллер регенерации, осуществляющий периодическое обновление информации в динамической оперативной памяти путем проведения по шине специальных циклов регенерации.

– перестановщик байтов данных, помогающий производить обмен данными между 8 – разрядными и 16 – разрядными устройствами, пересылать отдельные байты или целые слова.

– часы реального времени и счетчик – таймер – это устройства для внутреннего контроля времени и даты, а также для программной выдержки временных интервалов, программного задания частоты и т.д.

– системные устройства ввода/вывода – это устройства, которые необходимы для взаимодействия ПК со стандартными внешними устройствами по параллельному и последовательному интерфейсам. Они могут выполняться на материнской плате или плате расширения.

Платы расширения устанавливаются в слоты (разъемы) системной магистрали и могут содержать оперативную память и устройства ввода/вывода. Они могут обмениваться данными с другими устройствами на шине в режиме программного обмена, в режиме прерывания и в режиме ПДП. Предусмотрена также возможность захвата шины, то есть полного отключения от шины всех устройств на некоторое время.

Процессор совершает наибольшее количество обращений к памяти, поэтому ускорение обмена с памятью способствует увеличению скорости работы системы в целом. В то же время, скоростные качества системной магистрали ограничены тем, что магистраль должна обеспечивать сопряжение с большим числом устройств, поэтому она должна иметь довольно большую протяженность; она требует применения входных и выходных буферов для согласования с линиями магистрали. Циклы обмена по системной магистрали сложны, ускорить их нельзя. В результате существенного ускорения обмена процессора с памятью по магистрали добиться невозможно.

Поэтому системная память подключается не к системной магистрали, а к специальной высокоскоростной шине, находящейся «ближе» к процессору, не требующей сложных буферов и больших расстояний. В таком случае обмен с памятью идет с максимально возможной для данного процессора скоростью, и системная магистраль его не замедляет. Особенно актуальным это становится с ростом быстродействия процессора (сейчас тактовые частоты процессоров ПК достигают 1 – 3 ГГц).

Таким образом, структура ПК из одношинной, применявшейся только в первых ПК, становится трехшинной (рис. 4.24).

Назначение шин следующее:

- к локальной шине подключается центральный процессор и кэш – память (быстрая буферная память);
- к шине памяти подключается оперативная и постоянная память ПК, а также контроллер системной шины;
- к системной шине (магистральной) подключаются все остальные устройства ПК.

Все три шины имеют адресные линии, линии данных и управляющие сигналы.

Если в ПК имеются две системные шины, например *ISA* и *PCI*, то каждая из них имеет свой собственный контроллер шины, и работают они параллельно, не влияя друг на друга. В этом случае получается четырехшинная, а иногда и пятишинная структура. Пример такой структуры приведен на рис. 4.25.

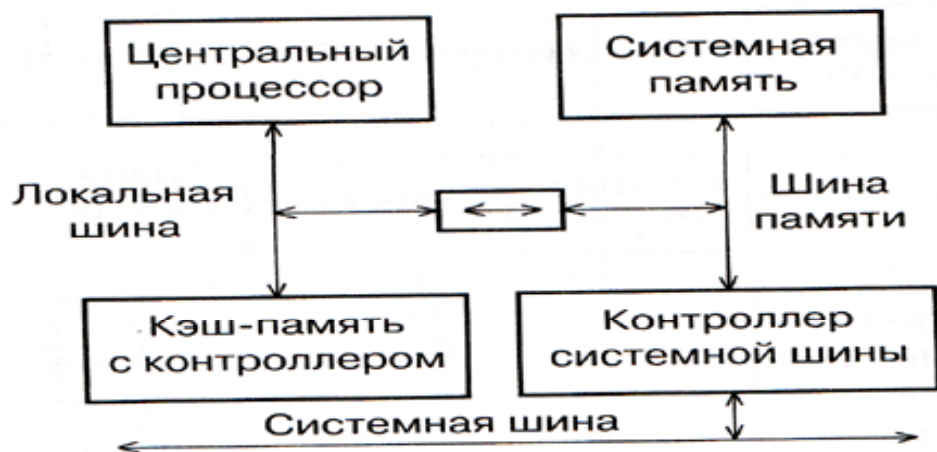


Рис. 4.24. Организация связей в случае трехшинной структуры [10]



Рис. 4.25 Пример многошинной структуры [10]

Большая часть современных ПК представляют собой *IBM* – совместимые компьютеры. Первый 16 – разрядный процессор *i8086* фирма Intel выпустила в 1978 г. Он мог адресовать 1 Мбайт памяти (то есть имел 20 – разрядную шину адреса), производительность его при тактовой частоте 5 МГц составляла 0,33 млн. операций/с, а вскоре появились и процессоры с тактовой частотой 8 и 10 МГц.

В 1982 г был выпущен 16 – разрядный процессор *i80286*, который использовался в ПК *IBM PC AT*. Принципиально новым являлось то, что он мог адресовать до 16 Мбайт памяти и имел помимо реального режима, аналогичного *i80286*, еще и так называемый защищенный режим, позволяющий более гибко

управлять памятью. Производительность этого процессора при тактовой частоте 8 МГц составляла 1,2 млн. операций/с.

В 1985 г. появился 32 – разрядный процессор *i80386*, способный адресовать до 4 Гбайт памяти (32 – адресная шина). Он имел более развитую систему управления памятью *MMU*. Его производительность при тактовой частоте 16 МГц составляла 6 млн. операций/с. С появлением этого процессора начала развиваться MS Windows [22].

В 1989 г. был создан процессор *Intel 486 DX*, в котором появился встроенный математический сопроцессор, существенно ускоривший выполнение математических операций, и внутренняя кэш – память, ускоряющая обмен с оперативной памятью. Максимальный объем адресуемой памяти у этого процессора – 4 Гбайт. На тактовой частоте 25 МГц производительность составила 16,5 млн. операций/с. Начиная с процессора 486, получило распространение так называемое умножение тактовой частоты, то есть внутренне удвоение и учетверение внешней тактовой частоты (обозначается *486DX2*, *486DX4*) [22] .

В 1995 г. появились первые процессоры семейства *Pentium*. Они были 32 – разрядными внутри, но имели 64 – разрядную внешнюю шину данных. Принципиальным отличием было использование в них так называемой суперскалярной архитектуры, следствием чего стало более высокое быстродействие при той же тактовой частоте, что и в процессоре *486DX*. При тактовой частоте 66 МГц производительность процессора достигала 112 млн. операций/с. В 1996 г. тактовая частота *Pentium* была доведена до 200 МГц, а стоимость снизилась настолько, что он стал рядовым процессором ПК семейства *IBM PC*. В 1997 г. *Pentium* был дополнен технологией *MMX*, призванной ускорять выполнение мультимедийных приложений (обработку изображений и звука). И в этом же году появился процессор *Pentium II*, который включает в себя технологию *MMX* и имеет более высокое быстродействие. Возможная тактовая частота достигла 400 МГц.

В последние годы появились процессоры *Pentium III* и *Pentium IV*, имеющие еще более развитую архитектуру и тактовую частоту, превышающую 1 ГГц у *Pentium III* и *Pentium IV*.

Как и в любой другой микропроцессорной системе, память ПК состоит из двух частей: оперативной и постоянной. Оперативная память занимает значительную часть адресного пространства ПК. Ее установленный объем и быстродействие оказывают определяющее влияние на быстродействие компьютера в целом. Все ПК используют оперативную память динамического типа (*DRAM – Dynamic Random Access Memory*), основным преимуществом которой перед статической оперативной памятью (*SRAM – Static RAM*) является низкая цена. Это связано с тем, что если элемент статической памяти (триггер) требует 4 – 6 транзисторов, то элемент динамической памяти – это интегральный конденсатор, для обслуживания которого нужны 1 – 2 транзистора. В то же время, динамическая память требует регенерации (то есть постоянного возобновления заряда на разряжающемся конденсаторе) и имеет несколько раз меньшее быстро-

действие по сравнению со статической памятью. Переход на полностью статическую память слишком сильно повысил бы стоимость ПК в целом), поэтому статическую память применяют только в самых «узких» местах, там, где без высокой скорости не обойтись, например, для кэш – памяти. Что касается динамической памяти, ее развитие идет по пути снижения времени доступа благодаря структурным и технологическим усовершенствованиям. Например, второе поколение динамической памяти *EDO RAM (Extended Data Output RAM)* имело быстродействие примерно на 20 – 25 % выше, чем у обычной памяти. Это достигается за счет того, что следующее обращение к памяти возможно еще до завершения предыдущего обращения. Третье поколение динамической памяти – *SDRAM* – еще на столько же быстрее (рабочая частота в настоящее время достигает 133 МГц). Еще более быстродействующая память – *DDR SDRAM* (частота до 400 МГц) и память *RDRAM* (частота до 1 ГГц и в некоторых случаях выше).

Все адресное пространство ПК разделяется на несколько областей, что связано, в первую очередь, с необходимостью обеспечения совместимости с первыми ПК семейства. В ПК *IBM PC XT* на процессоре *i8088* процессор мог адресовать 1 Мбайт памяти (20 адресных разрядов). Но сами программные и аппаратные средства строились исходя из предположения, что доступное адресное пространство – только младшие 640 Кбайт. Данная область памяти получила название стандартной памяти, именно в пределах этих 640 Кбайт работает операционная система *MS DOS*. Оставшееся от 1 Мбайта адресное пространство зарезервировано под другие системные нужды и называется областью верхней памяти.

Системная постоянная память (*ПЗУ*) занимает сравнительно небольшой объем (обычно 64 Кбайта). В постоянной памяти функционально полный набор программ нижнего уровня для управления устройствами ввода/вывода. Поэтому даже до загрузки в оперативную память исполняемых программ с диска компьютер имеет возможность обслуживать клавиатуру, дисплей, подавать звуковые сигналы, общаться с дисками и т.д. Большинство современных видеоадаптеров, а также контроллеров накопителей имеют собственную систему *BIOS*, которая дополняет или даже заменяет системную *BIOS* во время основной работы. Вызов программ *BIOS* осуществляется через программные или аппаратные прерывания, для чего *BIOS* формирует соответствующую таблицу векторов прерываний.

Начиная с ПК на процессоре *80286 (IBM PC AT)* постоянная память *ROM BIOS* обязательно дополняется небольшой энергонезависимой оперативной памятью *CMOS RAM*, которая выполнена на микросхемах с пониженным энергопотреблением с технологией *КМОП* и при выключении питания ПК подпитываются от батарейки или аккумулятора. В *CMOS* – памяти хранится информация о текущих показаниях часов, о значении времени для будильника, о конфигурации ПК: приоритете загрузки с разных накопителей, количестве памяти, типах накопителей, режимах энергопотребления и т.п. [22].

Помимо микропроцессора и системной памяти, на системной (материнской) плате располагаются и другие важные модули: контроллеры прерываний и прямого доступа к памяти, тактовый генератор, системный таймер, буферные микросхемы, контроллер шины и т.д. В первых ПК семейства все эти функции выполняли отдельные специализированные микросхемы сравнительно невысокой степени интеграции. В современных ПК используются *СБИС*, которые, несмотря на усложнение, обеспечивают полную программную и аппаратную совместимость с предыдущими моделями. Эти микросхемы называются набором микросхем или чипсетом. Преимущества такого подхода – чипсет занимает меньше места на плате, меньшая потребляемая мощность, значительно большая надежность. ПК, выполненные на системных платах с чипсетом известного производителя, имеют лучшую репутацию. В большинство наборов микросхем входит так называемый периферийный контроллер, включающий два контроллера прерываний, два контроллера прямого доступа к памяти, таймер, часы реального времени, а также *CMOS* – память.

Системный тактовый генератор генерирует сигналы синхронизации для работы микропроцессора, всех контроллеров и системной шины. Для обеспечения высокой стабильности тактовых частот и их независимости от температуры применяются кварцевые резонаторы, то есть кристаллы кварца, имеющие высокостабильную частоту собственных колебаний. Как правило, в состав системной платы входит несколько кварцевых резонаторов, каждый из которых обеспечивает свой тактовый сигнал. В общем случае в ПК существуют следующие тактовые частоты:

- опорная частота (внешняя частота шины процессора). Из нее получаются другие частоты;

- внутренняя частота процессора, на которой работает его вычислительное ядро. Может совпадать с тактовой частотой шины или получаться из нее умножением на 1; 2; 2,5; 3; 4. Умножение должно быть предусмотрено в конструкции процессора;

- тактовая частота системной шины *ISA*. По стандарту она должна быть близкой к 8 МГц, однако в *BIOS* предусмотрена возможность ее изменения путем задания коэффициента для частоты внешней шины процессора. Иногда ПК остается работоспособным вплоть до частоты шины *ISA* 20 МГц;

- тактовая частота системной шины *PCI*, которая по стандарту должна быть 25 – 33, 3 МГц. Ее обычно получают делением тактовой частоты внешней шины процессора на необходимый коэффициент;

- частота локальной шины *VLB*, определяемая аналогично частоте шины *PCI*.

Контроллер прерываний может выполнять следующий набор операций:

- маскирование запросов на прерывание, то есть временное запрещение реакции на них;

– установка приоритетов запросов по различным входам, то есть разрешение конфликтов при одновременном приходе нескольких запросов на прерывание;

– работа в качестве основного контроллера (*Master*) или подчиненного (*Slave*).

Контроллер прямого доступа к памяти имеет более сложную структуру, чем контроллер прерываний. На время ПДП контроллер ПДП становится задатчиком (активным устройством) системной шины, выставляя все основные сигналы системной шины самостоятельно.

В качестве системного таймера ПК используется микросхема трехканального 16 – разрядного таймера *i8254* или ее аналог. Таймер предназначен для получения программно управляемых временных задержек и генерации сигналов заданной частоты. Таймер позволяет повысить эффективность программирования процессов управления и синхронизации внешних устройств, особенно в реальном времени.

Подсистема часов реального времени в первых ПК выполнялась на микросхеме контроллера *MC146818* фирмы *Motorola*. Этот контроллер содержит 64 байта реального времени, а остальные 50 байт хранят информацию о конфигурации системы.

Для входного тактового сигнала контроллера применяется специальный «часовой» кварцевый резонатор с частотой 32 768 кГц, что позволяет с помощью деления частоты получать импульсы с частотой 1 Гц. Контроллер считает секунды, минуты, часы, дни недели, месяцы и годы. Причем работает она даже при отключении питания ПК, подпитываясь от батареи или аккумулятора. Это позволяет сохранить информацию о текущем времени постоянно. Помимо счетчика текущего времени, контроллер имеет в составе будильник. Будильник может формировать сигнал прерывания (*IRQ8*) с программно заданной периодичностью. Состояния всех счетчиков программно доступны как по чтению, так и по записи, что позволяет устанавливать нужное время и следить за ним.

5. Микропроцессоры в управляющих системах

5.1. Микропроцессорное управление промышленными роботами (ПР)

Современный робототехнический комплекс представляет собой сложную систему взаимосвязанных иерархических уровней управления. На нижнем уровне используются локальные автоматические системы регулирования и реализуются системы управления приводами манипуляторов. Микропроцессоры и микроЭВМ используются в приводах исполнительного механизма для прямого цифрового управления, а именно при создании неавтономных систем автоматического регулирования. Особенностью таких систем управления является включение микроЭВМ в основной замкнутый контур регулирования. В этом случае микроЭВМ может выполнять функции задающего устройства, цифро-

го сравнивающего устройства, корректирующего устройства, устройства обработки сигналов датчиков обратных связей, позволяет реализовать сложные законы управления (оптимизацию, адаптацию, прогнозирование и т.п.), автодиагностику состояния привода, анализ аварийных режимов, возможность любой функциональной перенастройки, достигнуть высокого уровня стандартизации и унификации инженерных решений.

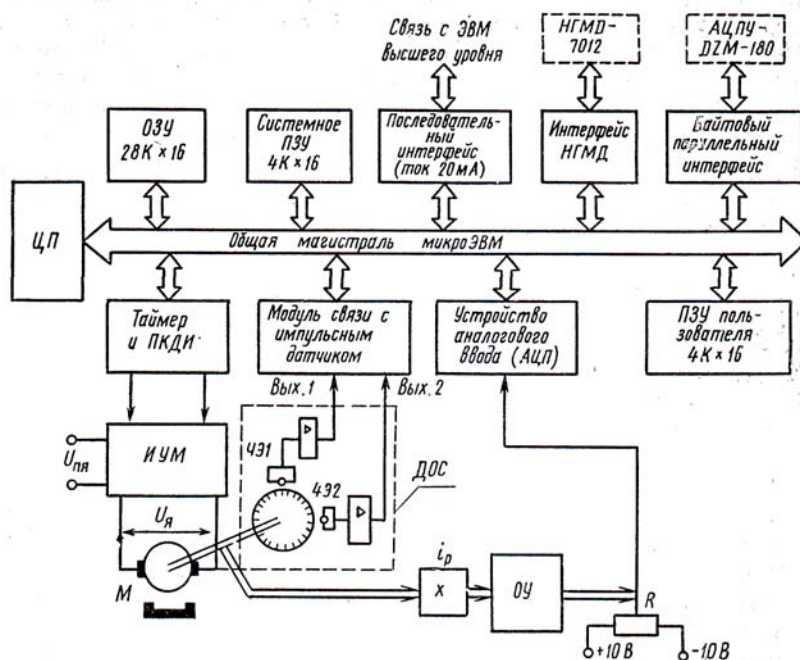


Рис. 5.1 Структура микропроцессорной системы управления приводом [16]

Примером подобных систем может служить цифровая автоматическая система управления положением одной из степеней подвижности, реализующая принцип децентрализованного управления. Структура одного из вариантов такой схемы представлена на рис. 5.1.

В данной системе микроЭВМ через интерфейсный модуль преобразователя «код–длительность импульса» (ПКДИ) управляет работой реверсивного транзисторного импульсного усилителя мощности (ИЧМ), нагрузкой которого служит исполнительный электродвигатель постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением. На выходном валу двигателя установлен фотоэлектрический импульсный датчик обратной связи (ДОС), преобразующий угловые перемещения в последовательность прямоугольных импульсов (число–импульсный код), число которых пропорционально перемещению вала двигателя. Сопряжения преобразователя такого типа (ДОС) с микроЭВМ осуществляется с помощью интерфейсного модуля связи путем непосредственного занесения числа импульсов датчика в определенную ячейку памяти микроЭВМ. При этом каждый импульс датчика как единичное приращение суммируется с

содержимым выбранной ячейки памяти и тем самым формируется текущее значение управляемой координаты. Такой способ обмена информацией достигается благодаря использованию модуля связи с импульсным датчиком канала прямого доступа к памяти, т.к. потеря хотя бы одного импульса недопустима. Таким образом, первичное преобразование число – импульсной информации, которая может быть считана практически в любой момент времени, происходит без участия центрального процессора. Однако импульсный датчик позволяет определить относительное угловое положение вала двигателя, соединенного с объектом управления (ОУ) через редуктор с передаточным соотношением i_p . В качестве датчика абсолютного отсчета выходной координаты в данной структуре используется аналоговый датчик R потенциометрического типа, ось которого соединена с валом нагрузки. Считывание аналоговой информации и преобразование ее в двоичный код выполняется аналогово–цифровым преобразователем (АЦП), подключенным к общей магистрали микроЭВМ. Вся система управления электроприводом работает в реальном масштабе времени. Для этой цели используется встроенный таймер, аппаратно совмещенный в модуле с преобразователем «код–длительность импульса». Информация о входном задающем воздействии поступает от ЭВМ высшего уровня по каналу последовательного интерфейса ввода / вывода.

Типичная структура одноплатной микроЭВМ, входящей в состав такой системы, включает: 16 – разрядный центральный процессор (ЦП), оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), системное постоянное запоминающее устройство (СПЗУ) последовательный интерфейс; устройство байтового параллельного интерфейса, контактные устройства для установки ПЗУ пользователя и т.д.

Исполнительный электродвигатель постоянного тока как нагрузка управляется от импульсного усилителя мощности, который выполнен по мостовой схеме с одним силовым источником питания и четырьмя силовыми ключами. Усилитель обеспечивает несимметричный импульсный способ управления нагрузкой с целью получения высоких энергетических показателей, требуемую кратность пускового тока, непрерывность токов якоря, динамическое торможение в паузах между импульсами, сохраняя естественную жесткость механических характеристик. Реверсирование скорости вращения вала двигателя достигается благодаря наличию в усилителе двух входов, каждый из которых функционирует при определенном знаке управляющего напряжения. Период коммутации и длительность управляющих импульсов задается преобразователем «код – длительность импульса».

С помощью модуля аналогового ввода выполняется преобразование напряжения постоянного тока потенциометрического датчика в цифровой двоичный код и ввод его в микроЭВМ. Модуль аналогового ввода позволяет преобразовывать напряжения в диапазоне ± 1 или ± 10 В с помощью АЦП в код соответствующей процессору разрядности за время не более 100 мкс. Собственно аналогово–цифровой преобразователь включает многоканальный мультиплексор

аналоговых сигналов, усилитель входных сигналов, АЦП поразрядного уравнивания, схему определения полярности входного сигнала, триггер знака и буферный регистр данных. АЦП сопрягается с общей магистралью с помощью трех регистров: регистра номера канала, буферного регистра данных, регистра состояния. С помощью дешифратора адреса и управляющих сигналов организуется программный доступ к этим регистрам. Так, в программном цикле «ЗАПИСЬ» в регистр номера канала записывается 4-разрядный код номера канала. Мультиплексор входных аналоговых сигналов подключает соответствующий канал ко входу АЦП. Интерфейсный модуль связи с датчиком обратной связи обеспечивает прием число-импульсной последовательности с ДОС, выделение знака направления вращения вала двигателя и в соответствии с этим модификацию содержимого ячейки памяти в режиме прямого доступа к памяти. Программное обеспечение для подобных систем реализуется, как правило, с использованием языка программирования Ассемблер.

Закон управления для реализации пропорционально-интегрального регулятора с отрицательной обратной связью по скорости в непрерывной форме имеет вид [16,19]:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau - k_{ск} \frac{dy(t)}{dt} \quad (5.1),$$

где k_p – коэффициент пропорционального управления; k_i – коэффициент интегрального управления; $k_{ск}$ – коэффициент обратной связи по скорости.

Заменяя производную и интеграл конечной разностью и конечной суммой, записывают уравнение (4.1) в дискретном виде [16,19]:

$$u(k) = k_p e(k) + k_i x(k) - k_{д} [y(k) - y(k-1)] \quad (5.2),$$

$$x(k) = x(k-1) + T e(k) \quad (5.3)$$

где $k = 1, 2 \dots$

Здесь $k_{д} = k_{ск} / T$ – нормированный коэффициент демпфирования по скорости.

Управление $u(k)$ поступает на преобразователь «код – длительность импульса» – импульсный усилитель мощности – двигатель постоянного тока в момент времени $t = kT$. Оно остается постоянным между моментами замыкания. Очередное прерывание по таймеру приводит к тому, что процессор считывает новое значение $y(k)$ и на основании предыдущей информации вычисляет следующее значение управления $u(k)$ и выводит его на систему с двигателем постоянного тока.

Далее следует рассмотреть принципы построения, состав и структуру мультипроцессорных систем управления роботами. Такая система представляет собой иерархическую мультипроцессорную систему, структура которой приведена на рис. 5.2.

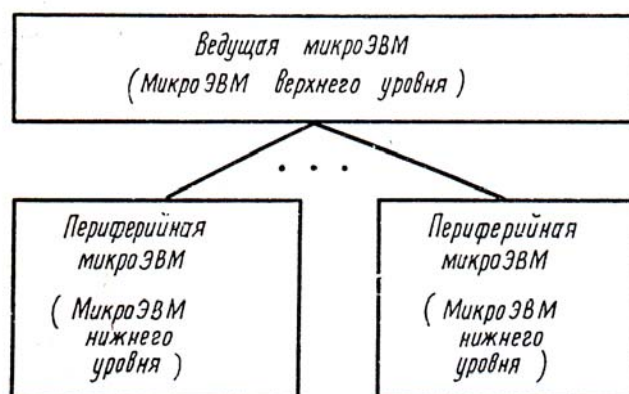


Рис 5.2 Связь микроЭВМ по типу «звезда» [16]

Одна из микроЭВМ является ведущей и находится на верхнем уровне управления, а остальные микроЭВМ являются периферийными. МикроЭВМ верхнего уровня решает тактические задачи управления роботом, а нижнего уровня – обеспечивает программную реализацию алгоритма управления следящими приводами манипулятора. Ведущая ЭВМ решает следующие задачи:

- интерпретация операторов управляющей программы робота;
- решение обратной задачи кинематики;
- интерполяция и формирование задающих сигналов для микроЭВМ нижнего уровня;
- связи с микроЭВМ нижнего уровня;
- связь с технологическим оборудованием и электроавтоматикой роботизированного технологического комплекса (РТК);
- связь с оператором;
- отображение необходимой информации на дисплей;
- связь с периферийным оборудованием;
- редактирование управляющей программы.

МикроЭВМ нижнего уровня решает следующие задачи:

- по данным, полученным от ЭВМ верхнего уровня, и значениям сигналов, полученным от датчиков обратной связи привода исполнительного устройства, формирует сигнал управления исполнительным двигателем;
- рассчитывает положение и скорость вала исполнительного двигателя по показаниям импульсного датчика;
- следит за превышением допустимых значений тока, сигнала ошибки и выдает сигнал для ЭВМ верхнего уровня о возникшей аварийной ситуации.

Связь между ЭВМ верхнего и нижнего уровня осуществляется двумя способами. При нормальной работе системы ЭВМ верхнего уровня имеет возможность прямого доступа к памяти процессоров нижнего уровня. Периферийные ЭВМ обмениваться информацией друг с другом не могут, а связь между ними может поддерживаться только через центральный процессор.

В современных системах управления роботами применяется два вида управления: централизованное, когда вся иерархия управления роботом реализуется на одной достаточно сложной ЭВМ, и децентрализованное, когда отдельные задачи управления возлагаются не на одну управляющую ЭВМ, а на локальную сеть из основной ЭВМ и системы подчиненных ей микропроцессоров и микроЭВМ. При децентрализованном управлении центральная ЭВМ вырабатывает управляющие сигналы на подчиненные микроЭВМ и микропроцессоры. В этом случае проще организовать управление роботом в реальном масштабе времени (в связи распараллеливанием операции), работа такой системы более надежна, поэтому она получает в настоящее время более широкое распространение по сравнению с централизованной.

Кратко рассмотрим задачи, решаемые ЭВМ на различных уровнях управления роботом.

На исполнительном уровне решаются задачи управления приводами манипулятора. Привод должен по возможности более точно отработать заданное положение звеньев исполнительного механизма (манипулятора) робота. ЭВМ на основе показаний датчиков положения должна определить величину рассогласования и передать управляющие сигналы на исполнительные двигатели приводов.

На тактическом уровне управления ЭВМ решает обратную кинематическую задачу, т.е. по заданному угловому и линейному положению захвата манипулятора вычисляет соответствующие значения положения (угловых и линейных) звеньев манипулятора. Если задача управления – не перемещение манипулятора по заданной траектории, а создание на захвате требуемой силы и момента, то вычисляются необходимые значения сил (моментов), развиваемых приводами, на основе заданного вектора сил и моментов на захвате. На решение обратной задачи расходуется много машинного времени, поэтому она решается в небольшом количестве узловых точек траектории. В этом случае на тактический уровень возлагается также задача сглаживания (интерполяции) траектории движения между узловыми точками.

В качестве примера можно рассмотреть систему микропроцессорного управления цифровым приводом на базе микропроцессорного комплекта K580.

Регулятор цифрового привода реализуется на базе контроллера «Электроника К1 – 20» (рис. 5.3).

Центральный процессор 1 выполнен на БИС однокристалльного 8 – разрядного микропроцессора КР580ИК80А. Тактовый генератор 2 (микросхема КР580ВГ24) формирует две серии сдвинутых по фазе тактовых импульсов амплитудой 12 В, предназначенных для микропроцессора, и сигналы, используе-

мые для синхронизации. Системный контроллер 3 содержит регистр, выполненный на микросхеме К589ИР12, предназначенный для хранения слова состояния микропроцессора в каждом машинном цикле. Связь микропроцессора с шинами адреса и данных осуществляется через буфер адреса 4 и буфер данных 5.

Буфер данных 5 обеспечивает двунаправленную передачу информации. Селекторы адреса 6, 7 и 9, реализованные на дискретных логических элементах, обеспечивают формирование сигналов выбора при обращении соответственно к ячейкам запоминающего устройства 8, внутренним регистрам устройств ввода – вывода 10 и 11, таймера 12 и контроллера прерываний 13.

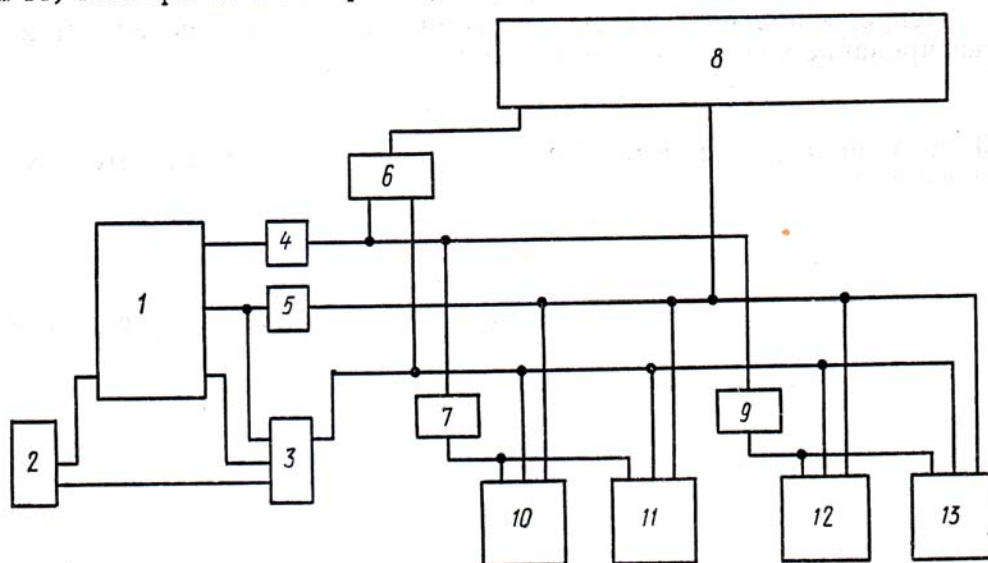


Рис. 5.3 Структурная схема микропроцессорной системы на базе МПК К580 [16]

Запоминающее устройство 8 состоит из ОЗУ емкостью 1 Кбайт и ПЗУ емкостью 4 Кбайт. ПЗУ состоит из микросхем ЭППЗУ К573РФ2. ОЗУ выполнено на восьми микросхемах КР565РУ2.

Устройство параллельного ввода – вывода (микросхема КР580ИК55) обеспечивает ввод сигналов с 12 – разрядного датчика угла привода. Программируемый таймер КР580ВИ53 используется в качестве преобразователей «код – временной интервал», формирующего сигналы управления для импульсного усилителя мощности регулятора двигателя.

В рассматриваемом контроллере реализуется алгоритм ПИД – регулятора.

Алгоритм пропорционально – интегрально – дифференциального алгоритма регулирования, представленный в аналоговой форме, имеет вид [16]:

$$y(t) = kx(t) + \frac{k}{T_1} \int_0^t x(t) dx + kT_2 \frac{dx(t)}{dt} \quad (5.4),$$

$$x(t) = y(t) - z(t) \quad (5.5),$$

где $y(t)$ – управляющее воздействие на выходе регулятора; $u(t)$ – задающее воздействие; $z(t)$ – выходной сигнал объекта регулирования; k – коэффициент усиления; T_1 и T_2 – постоянные времени.

Разностная форма алгоритма [16]:

$$y_n = y_{n-1} + k_1 x_n - k_2 x_{n-1} + k_3 x_{n-2} \quad (5.6),$$

где:

$$k_1 = k(1 + \frac{T}{2T_1} + \frac{T_2}{T}); \quad k_2 = k(1 - \frac{T}{2T_1} + \frac{2T_2}{T}); \quad k_3 = k \frac{T_2}{T} \quad (5.7),$$

где T – период квантования по времени.

5.2. Измерительные комплексы на основе персональных ЭВМ

Любой *IBM* – совместимый персональный компьютер может быть превращен в достаточно производительный измерительный комплекс в случае, если его снабдить несколькими аналоговыми входами, к которым подключаются стандартные аналогово – цифровые преобразователи (*АЦП*). Важнейшим достоинством виртуального измерительного комплекса является возможность его перепрограммирования. Собственно, «виртуальный» прибор представляет собой более или менее сложное программное обеспечение и некоторое интерфейсное устройство, предоставляющее ПК возможность доступа и воздействия на контролируемый физический процесс.

Компьютер может управлять *АЦП* либо через параллельный или последовательный порты, либо непосредственно через шины, если *АЦП* выполнен в виде карты расширения. Первый вариант гарантирует максимальную простоту и дешевизну, а второй – позволяет получить более высокие характеристики, но только за счет увеличения сложности и стоимости системы.

Сравним такие характеристики реальных и виртуальных измерительных приборов, как точность и быстродействие. Основным критерием является разрядность *АЦП*. Так, восьмиразрядный *АЦП* способен формировать на выходе 256 (2^8) различных комбинаций выходного кода. Тогда для сигнала уровня 5 В минимальная регистрируемая разница в уровнях сигнала равна $5/256 \approx 20$ мВ, что соответствует точности, например, большинства осциллографов. Входное напряжение, например, 4 В, может быть измерено с точностью 0,5 %, а 100 В – лишь с точностью около 20 %. Соответственно, при увеличении разрядности *АЦП* увеличивается и точность измерения. Также на точность измерения влияет

точность источника опорного напряжения (оптимальная величина допуска – 0,1 %). Таким образом, для достижения высокой точности измерений необходимым считается использование АЦП с разрядностью не менее 12. виртуальные измерительные приборы невысокой стоимости, как правило, обладают ограниченным быстродействием (до нескольких десятков тысяч отсчетов в минуту), однако этого вполне достаточно для регистрации управления большинством реальных процессов.

При создании виртуального измерительного комплекса в целом возможны два подхода. В первом случае комплекс собирается самостоятельно, аналогично разрабатывается и программное обеспечение. Во втором варианте может приобретаться «готовая» система, настроенная для решения некоторых классов задач. Устройства, выполненные на платах, вставляются в слоты материнской платы ПК, и могут обеспечить частоту выборки до нескольких десятков МГц и разрядность от 16 до 24. Эти устройства жестко подключены к шине центрального процессора и могут работать в режиме прямого доступа к памяти, а следовательно, есть возможность использовать ресурсы самых современных процессоров. Лучшие модели также могут быть снабжены буферной памятью до нескольких мегабайт. Традиционным потребителем данной категории изделий являются промышленные предприятия и крупные научные организации (случай, когда используемые цели достаточно серьезны и есть возможность выделения серьезных средств). В случаях, когда быстродействие не имеет первостепенного значения, можно использовать наружные интерфейсные устройства, подключаемые к ПК через параллельный или последовательный порты. К этому типу интерфейсов необходимо отнести как миниатюрный АЦП, расположенный в корпусе разъема DB25, так и классический мультиметр, снабженный разъемом RS 232, а также настольный прибор, имеющий на корпусе несколько разъемов и органов управления. Примерами популярных внешних интерфейсов в виде миниатюрных АЦП являются АЦП ADC10 и ADC12 компании PICO Technology. Достаточно вставить этот прибор в разъем параллельного порта (LPT 1 или LPT 2), чтобы превратить данный порт в аналоговый вход с уровнем сигнала от 0 до 5 В.

Далее, для того, чтобы получить на экране ПК цифровой вольтметр, необходимо только запустить программу PICOSCOPE, поставляемую вместе с АЦП. Аналогично для того, чтобы инициировать работу приложения, контролирующего динамику медленно изменяющихся процессов, необходимо запустить приложение PICOLOG.

Необходимо также отметить, что увеличение разрядности АЦП, помимо увеличения точности измерения, приводит и к некоторому снижению скорости работы, поскольку передача 12 бит в последовательном коде занимает минимум на 50 % больше времени, чем 8 бит. От этого сильно зависит верхнее значение частоты дискретизации, которое должно быть как можно большим.

Самостоятельная сборка аналогового интерфейса обеспечивает то преимущество, что с ее использованием можно существенно сэкономить средства в

том случае, если не требуется серьезное математическое обеспечение. В этом случае, как правило, в качестве порта для подключения используется последовательный интерфейс *RS 232*. Его главное преимущество – более высокая нагрузочная способность по сравнению с любыми параллельными портами.

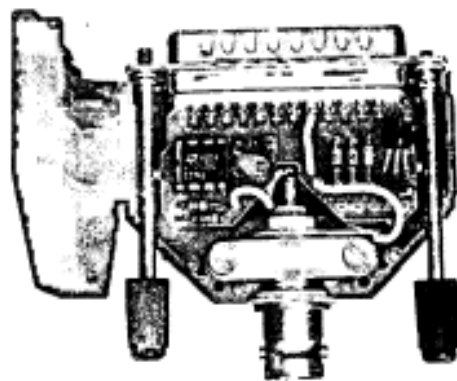


Рис. 5.4 Конструкция АЦП *ADC10*, *ADC12* [11]

В комплекте с АЦП *ADC10* и *ADC12* поставляется пакет *PICOSCOPE*, включающий:

- цифровой вольтметр постоянного или переменного тока;
- цифровой частотомер;
- запоминающий осциллограф (от 1 мс/дел до 5 мс/дел);
- низкочастотный анализатор спектра.

Версия пакета для DOS позволяет в текущем сеансе только один прибор или несколько мультиметров, в то время как Windows допускает многооконность. Важно отметить, что при работе с переменными сигналами необходимо заранее обеспечить требуемый уровень управляющего смещения, поскольку в противном случае всякая отрицательная составляющая будет игнорироваться (диапазон выходных значений составляет 0 ... 5 В). Подача переменного сигнала прямо на вход АЦП не приводит к его выходу из строя (пиковое значение напряжения для ADC 10 и ADC 12 равно 30 В, эффективное – 20 В), но при этом показания среднеквадратичного вольтметра будут полностью неверными, осциллограммы – урезанными (однополупериодное выпрямление), а спектр искажается паразитными спектральными линиями (появляются четные гармоники). Аппаратные требования, предъявляемые пакетом *PICOSCOPE*: процессор не ниже 386.

Следует также (в связи с тактовой частотой АЦП) учитывать следующее: воспроизвести точную форму сигнала можно только тогда, когда верхняя частота его спектра много меньше полосы пропускания измерительной цепи. В противном случае может иметь место так называемый эффект наложения спектров, проявляющийся в любой системе, в которой частота дискретизации меньше частоты обрабатываемого сигнала. Анализатор спектра, входящий в со-

став пакета, ограничивается частотами порядка 2 кГц, что может показаться явно недостаточным (обычно спектры намного шире).

Функции ленточного регистратора медленно меняющихся процессов может успешно исполнять пакет *PICOLOG*. Данная программа накапливает снимаемые данные в определенном файле, затем программа выводит отчет в виде одного или нескольких графиков или таблиц. Наиболее распространенной формой вывода данных является вывод зависимости измеряемого параметра от времени [11,20,23].

Программное обеспечение для работы таких комплексов может быть написано на разных языках программирования, начиная с Бейсика. Подключение нескольких *АЦП* к параллельным и последовательным портам позволяет оснастить ПК несколькими аналоговыми входами, не прибегая к использованию сложных и дорогостоящих *АЦП* с мультиплексированными входами.

В виртуальных измерительных системах применяется ряд устройств, предназначенных для снятия ограничений, присущих аналогово-цифровым преобразователям: входной диапазон от 0 до + 5 В и неспособность работать с переменными напряжениями без постоянной составляющей. Подача переменного напряжения без постоянной составляющей на вход *АЦП* приводит к эффекту однопериодного выпрямления. Хотя 8 – разрядный *АЦП* подходит для решения большинства прикладных задач, его точность при малых значениях входного сигнала не всегда может быть удовлетворительна. Так, например, диапазон от 0 до 500 мВ разбивается на 25 интервалов, так что точность измерения составляет 4 %, в то время как сам *АЦП* имеет точность воспроизведения параметров не ниже 1 %.

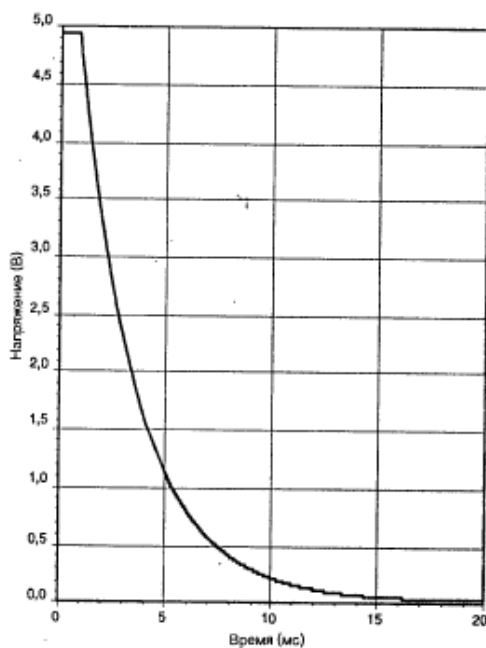


Рис. 5.5 Пример отчета в программе *PICOLOG* [11]

У 12 – разрядных АЦП данная проблема решается, однако и они не могут работать с переменным напряжением без постоянной составляющей. Применение предварительного усилителя с коэффициентом усиления 10 позволяет измерять напряжения до 500 мВ с такой же точностью, как и 5 В.

Одним из наиболее полезных применений АЦП является подключение к ним датчика температуры. В качестве датчиков температуры в данном случае могут использоваться:

– терморезисторы с положительным или отрицательным ТКС очень чувствительны в широком диапазоне температур. При температурах от $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$ оптимальными представляются кремниевые датчики. Их преимущества: высокая чувствительность, удовлетворительная линейность характеристик, относительно невысокая стоимость.



Рис. 5.6 Структура ПО виртуального измерительного комплекса [11]

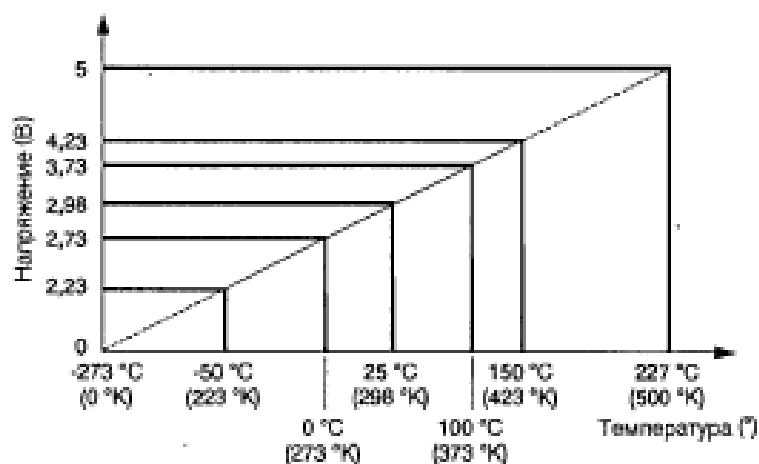


Рис. 5.7 Типичная зависимость выходного напряжения кремниевого термодатчика от температуры [11]

По характеристике, приведенной на рис. 5.7, видно, что выходное напряжение датчика меняется от 2,23 В при $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ до 4,23 В при $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Эти параметры удачно соотносятся с рабочим диапазоном АЦП – от 0 до 5 В. Если не ввести в схему элементы калибровки, то несоответствие между фактической температурой и температурой, полученной по показаниям датчика, может достигать 9 К. С целью устранения этой погрешности в схему вводится подстроечный резистор для калибровки. Важной процедурой, определяющей точность работы всей системы, является калибровка датчика. Калибровка заключается в специальной подстройке, в результате которой напряжение на выходе датчика должно быть равным напряжению на выходе датчика, взятому из градуировочной таблицы для данной температуры. Калибровка датчика должна проводиться именно с тем АЦП, с которым он работает, поскольку в этом случае легче компенсировать погрешность. Как правило, в этом случае удастся обеспечить точность измерения не хуже $\pm 1\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Другим распространенным приложением является измерение давления. В этом случае также чаще всего используются кремниевые датчики давления. Такой датчик состоит из двух функциональных частей: герметичного корпуса, к которому присоединяются гибкие трубки, и собственно полупроводникового кристалла. Как правило, для таких датчиков характерен некоторый температурный дрейф, в связи с чем также необходимо введение корректирующих устройств. Принцип использования мостовых датчиков давления прост: достаточно подать постоянное напряжение на одну диагональ моста, с другой в этом случае снимается напряжение, пропорциональное подаваемому давлению. Деформируемая мембрана датчика может «чувствовать» только разницу давлений между двумя своими поверхностями, притом по разному по разным кристаллографическим направлениям (поскольку кремний анизотропен). Поэтому корпус датчика состоит из двух плоскостей, между которыми и расположена мембрана.

В датчиках, называемых абсолютными, одна из полостей полностью герметизирована и «накачана» до определенного давления (хотя внутри нее может быть и глубокий вакуум). Тогда давление, прикладываемое к единственному входу датчика, отсчитывается относительно этого «опорного» давления. Такому датчику для работы не нужна сложная электроника (применение – барометры, высотомеры).

Еще одним распространенным примером использования виртуальных измерительных комплексов является использование фотометрических датчиков. Все фотометрические измерения производятся с помощью фотоэлектрической ячейки. Наиболее простой фотометрический датчик – это фотодиод. Если его включить как фотовольтаическую ячейку, то ток короткого замыкания почти пропорционален освещенности. Естественно, что различные фотодиоды имеют различные спектральные характеристики.

5.3. Выбор структурной схемы управляющего устройства

При выборе структурной схемы управляющего устройства для конкретного процесса должны учитываться следующие факторы [3]:

- 1) вид сигналов задающего воздействия, управляющего воздействия и выходного сигнала измерительного устройства, несущего информацию об управляемой величине;
- 2) вид операций формирования сигнала задающего воздействия;
- 3) вид операций формирования сигнала управляющего воздействия;
- 4) величина допустимой погрешности управления в установившемся режиме;
- 5) величины допустимых погрешностей воспроизведения динамических характеристик процесса управления;
- 6) способ задания и подстройки параметров передаточной функции управляющего устройства.

Допустим, необходимо управлять непрерывным процессом, для которого управляющее воздействие и результат изменения управляемой величины представлены аналоговыми сигналами. Задающее воздействие является постоянной величиной, т.е. решается задача стабилизации управляемой величины. Допустим также, что допустимая погрешность управления достаточно велика и составляет, к примеру, 2 %. Так как сигнал обратной связи (выходной сигнал измерительного устройства) представлен аналоговой величиной и допустимая погрешность управления достаточно велика, то для выделения сигнала рассогласования ε целесообразно использовать аналоговый сумматор, выполненный, например, на операционном усилителе. Такое решение, в свою очередь, предопределяет выбор задающего устройства (ЗУ), вырабатывающего постоянный аналоговый сигнал, аналогового корректирующего устройства (КУ) и соответственно усилителя мощности (УМ), воспринимающего аналоговый входной сигнал (рис. 5.8).

Таким образом, в целом получается аналоговое управляющее устройство, все сигналы которого представлены аналоговыми управляющими величинами, например, напряжениями. Для улучшения качества управления можно использовать дополнительное измерительное устройство, позволяющее регистрировать, например, скорость изменения управляемой величины или другой сигнал объекта управления, несущий дополнительную информацию о его состоянии.

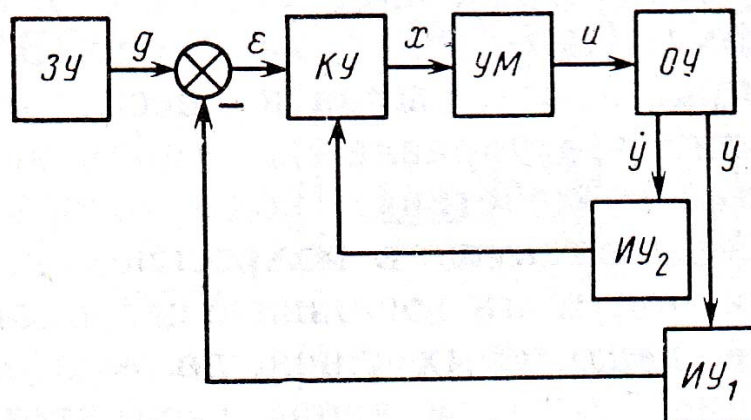


Рис. 5.8 Структурная схема одноконтурной САУ с аналоговым управляющим устройством [3]

Сложный программируемый характер задающего воздействия, малая допустимая погрешность управления в установившемся режиме и относительно сложные (трудно реализуемые с требуемой точностью в аналоговом варианте) операции преобразования сигналов являются аргументами в пользу выбора цифрового управляющего устройства.

При управлении непрерывными процессами и объектами в составе управляющего устройства может использоваться стандартное *УСО* (устройство сопряжения с объектом). При этом одна микроЭВМ может обслуживать несколько контуров управления. Управляющие воздействия, коды которых формируются в микроЭВМ, выделяются на выходах *УСО* в виде аналоговых сигналов $u_1 \dots u_i$ и через усилители мощности (*УМ*) подаются на входы объектов управления. Сигналы обратной связи снимаются с выходов измерительных устройств (*ИУ*), поступают на аналоговые выходы *УСО* и затем в виде цифровых кодов передаются в микроЭВМ. Достоинством рассматриваемой структуры управляющего устройства является универсальность, обусловленная возможностью подключения различных измерительных устройств, имеющих нормированные уровни выходных сигналов, и усилителей мощности, работающих с нормированными входными сигналами.

Изменения алгоритмов управления, учитывающие специфику конкретных объектов управления и периферийной аппаратуры, осуществляются с помощью

соответствующих корректировок программы для управляющей микроЭВМ. Структурная схема соответствующей САУ показана на рис. 5.9.

Реализация всех операций по преобразованию сигналов САУ в одной ЭВМ имеет и свои недостатки. Например, при формировании управляющих воздействий для различных, одновременно работающих контуров управления могут требоваться различные периоды квантования. При этом реализация операций с малым периодом квантования создает большой объем вычислительной работы, выполняемой в реальном масштабе времени, и может привести к перегрузке ЭВМ. Уменьшить объем вычислительной работы, выполняемой в центральной микроЭВМ, можно с помощью применения в контурах управления специализированных контроллеров (рис. 5.9).

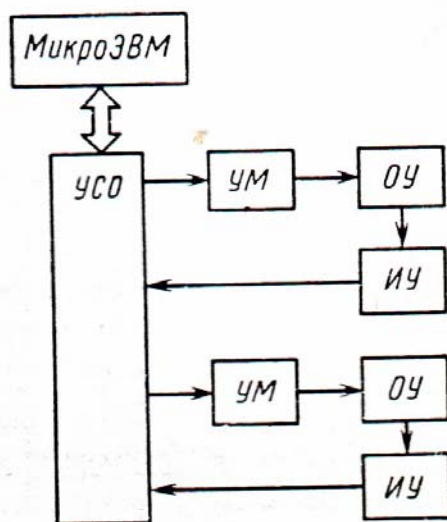


Рис. 5.9 Структурная схема многоконтурной САУ с одной микроЭВМ, используемой для формирования кодов управляющих воздействий [3]

Контроллеры подключаются к системной магистрали микроЭВМ. В них реализуются вычислительные операции, выполняемые по жесткому алгоритму. К таким операциям относятся, прежде всего, операции формирования управляющих воздействий и обработки измерительной информации. Информация, передаваемая в контроллеры из центральной микроЭВМ, в основном содержит задающие воздействия для локальных контуров управления. От контроллеров в микроЭВМ поступает информация о исправности локальных контуров и о выполнении каждой подсистемой задачи управления. Программы управления локальными подсистемами содержатся в постоянных запоминающих устройствах контроллеров.

Связь каждого контроллера с объектом управления осуществляется цифровой регулятор мощности (ЦРМ) и цифровое измерительное устройство (ЦИУ). Подключение ЦРМ и ЦИУ к контроллеру может производиться через интерфейс, обеспечивающий разделение приемной и передающей шин данных.

Запись алгоритмов преобразования измерительной информации и управления в ППЗУ контроллеров обеспечивает достаточно высокую повторяемость идентичных управляющих устройств, позволяет избежать их индивидуальной регулировки.

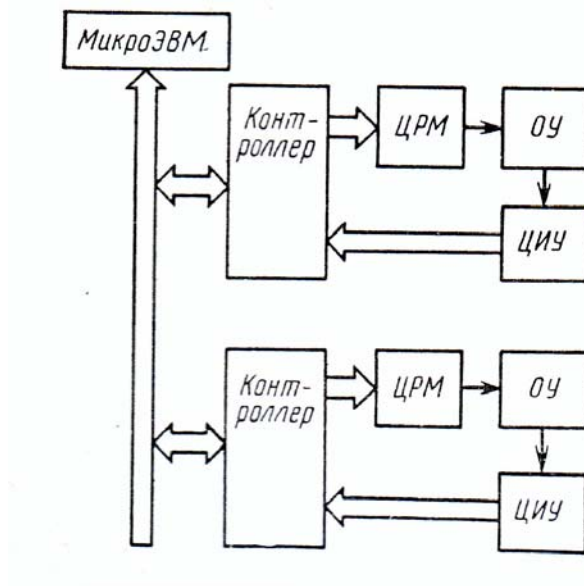


Рис. 5.10 Структурная схема многоконтурной САУ с применением специализированных контроллеров [3]

Однако в ряде случаев это затрудняет корректировку передаточной функции управляющего устройства при изменении параметров объекта управления или установленных на нем датчиков. Оперативное перепрограммирование ППЗУ контроллеров локальных систем требует дополнительных аппаратных затрат.

В ряде случаев для корректировки передаточной функции управляющего устройства, реализованного с применением контроллеров, применяются аналоговые корректирующие устройства KU_1 , KU_2 , KU_3 (рис. 5.11)

Сигнал, пропорциональный производной по времени от величины рассогласования, может выводиться из контроллера по отдельной шине и через ЦАП₂ вводится в корректирующее устройство KU_2 . Через аналоговое KU_1 на вход усилителя мощности подается результат цифрового интегрирования сигнала рассогласования.

Сигнал обратной связи для данного контура (например, пропорциональный скорости изменения управляемой величины) выделяется на входе дополнительного аналогового измерительного устройства (ИУ) и через KU_3 подается на вход сумматора. Таким образом, могут реализоваться локальное демпфирование объекта управления, улучшаться параметры процесса управления за счет изменения его инерционности и т.д. При сохранении сложного программируемого характера задающего воздействия и задании сравнительно большой допустимой погрешности управления, а также при реализации в управляющем

устройстве сравнительно несложного алгоритма управления можно использовать структурную схему, представленную на рис. 5.12.

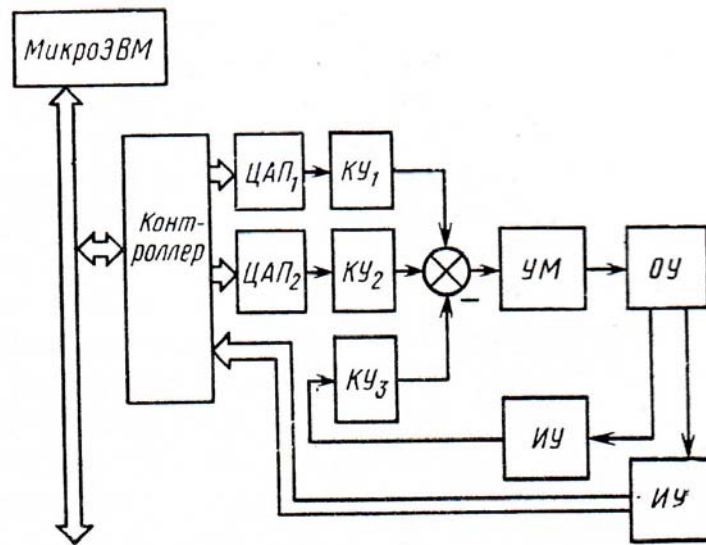


Рис. 5.11 Структурная схема одного контура цифровой САУ с дополнительными аналоговыми корректирующими устройствами [3]

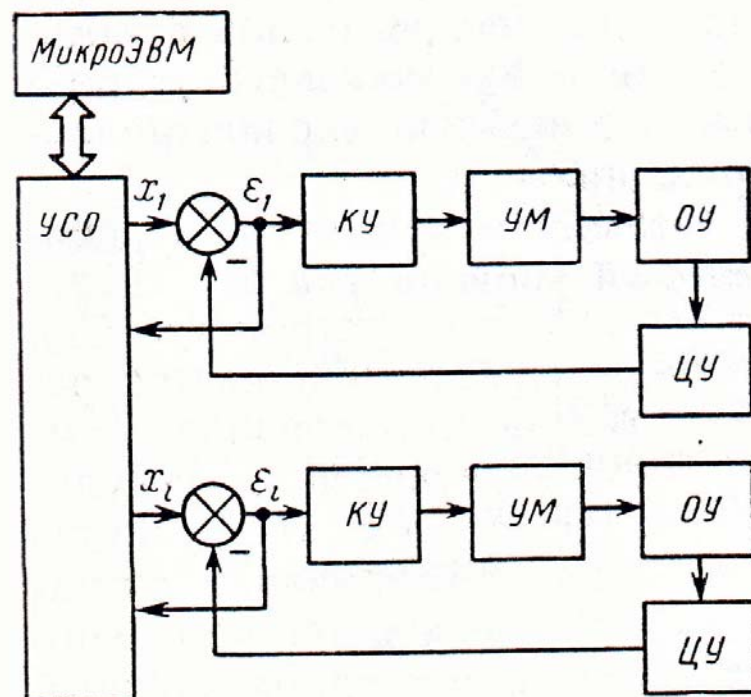


Рис. 5.12 Структурная схема многоконтурной САУ с аналоговыми корректирующими устройствами [3]

Характерной особенностью такой САУ является использование измерительного устройства с аналоговым выходом. Данный тип *ИУ* в сочетании с относительно невысокими требованиями к точности управления предопределяет выбор аналогового сумматора и аналогового корректирующего устройства. Данная структура управляющего устройства позволяет использовать стандартное *УСО*, выходные аналоговые сигналы которого $g_1 \dots g_i$ являются задающими воздействиями для локальных замкнутых подсистем. Для контроля функционирования этих подсистем в *УСО* могут вводиться аналоговые сигналы рассогласования $\varepsilon_1 \dots \varepsilon_i$, в отличие от структурной схемы на рис. 5.9, в которой формирование кодов управляющих воздействий для всех каналов управления реализуется в центральной микроЭВМ. По сравнению с данным вариантом рассматриваемая структурная схема САУ позволяет значительно уменьшить объем вычислительной работы, производимой в микроЭВМ, исключить влияние периода квантования на устойчивость подсистем САУ. Это, в свою очередь, позволяет увеличить число каналов управления, обслуживаемых центральной микроЭВМ.

Информация о состоянии локальной аналоговой подсистемы может поступать в *УСО* и в виде дискретных сигналов. С этой целью в локальной подсистеме можно использовать несколько компараторов, на входы которых подаются сигналы рассогласования, управляющие воздействия и т.д.

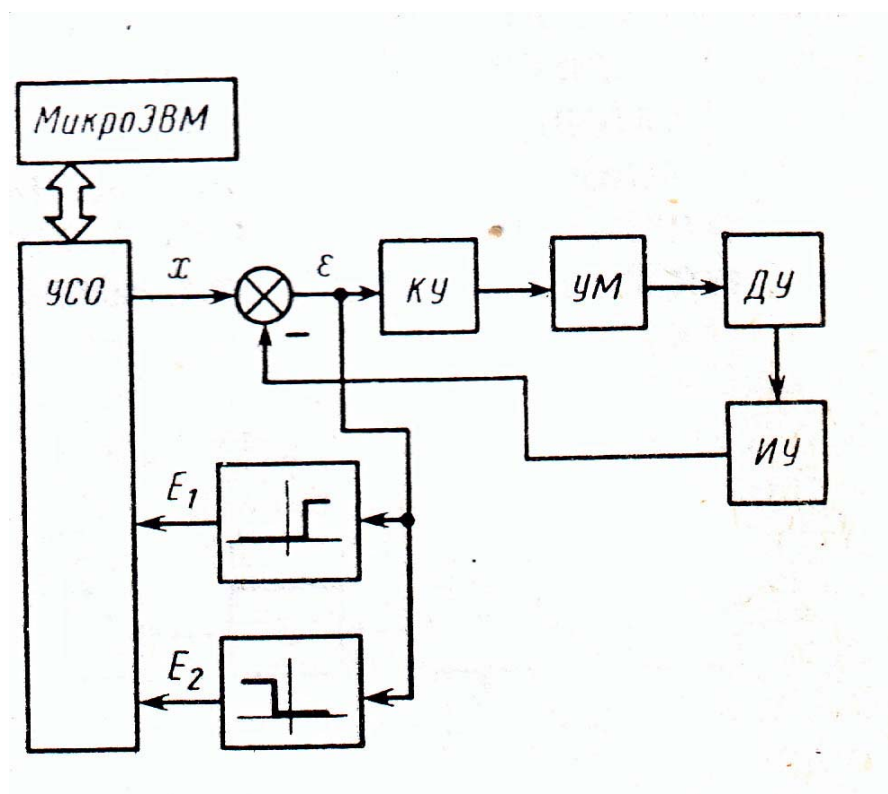


Рис. 5.13 Структурная схема САУ с компараторами для определения состояния локальной подсистемы [3]

Если сигнал рассогласования преобразовать в компараторах с установленными пороговыми значениями $\varepsilon_{П1}$, $\varepsilon_{П2}$, то признаком выполнения задачи управления является выполнение условия $\varepsilon_{П1} < \varepsilon < \varepsilon_{П2}$ или для логических сигналов на выходах компараторов

$$E_1 = 1 \text{ при } \varepsilon > \varepsilon_{П2}, \quad E_2 = 1 \text{ при } \varepsilon < \varepsilon_{П2}$$

$$E_1 = 0 \text{ при } \varepsilon < \varepsilon_{П1}, \quad E_2 = 0 \text{ при } \varepsilon \geq \varepsilon_{П2}$$

Мощные объекты управления, например резистивные нагреватели, реагируют на среднее значение управляющего воздействия. Так как мощность, выделяемая в резистивном нагревателе, не зависит от формы питающего напряжения, то обычно в качестве источника питания используют напряжение переменного тока. Это позволяет упростить аппаратные средства и достичь высокого коэффициента полезного действия преобразователя. Кроме того, усилители и регуляторы мощности должны иметь линейную характеристику управления (код – мощность, напряжение – мощность), инвариантность мощности при колебаниях сетевого напряжения, а также создавать в питающей сети минимальный уровень помех.

При управлении нагревателями мощностью более 1 кВт обычно используют незапираемые тиристоры или симисторы, которые включаются импульсом управляющего тока, а отключаются при снятии опорного напряжения (переходе сетевого напряжения через нуль). Поэтому усилители и регуляторы мощности должны быть синхронизированы с напряжением сети.

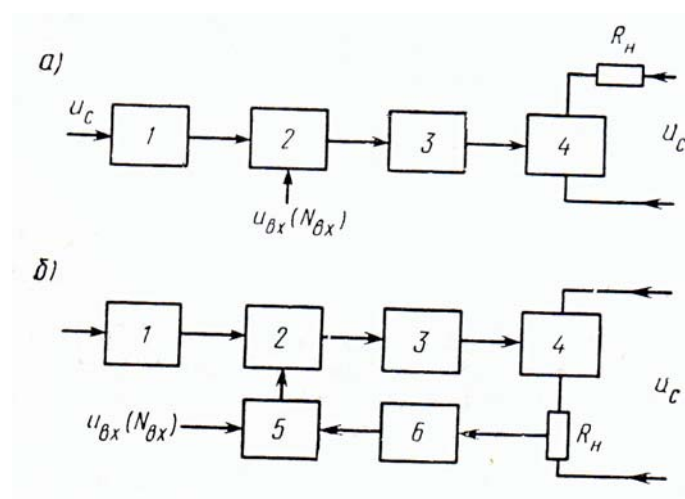


Рис. 5.14 Структурные схемы усилителя (а) и регулятора (б) мощности для резистивных нагревателей:

- 1 – схема синхронизации; 2 – модулятор; 3 – выходной импульсный усилитель; 4 – исполнительный элемент; 5 – регулятор; 6 – измеритель мощности [3]

На рис. 5.14 приведены структурные схемы усилителя (а) и регулятора (б) мощности. Из сравнения этих схем видно, что для усилителей мощности характерна разомкнутая структура, а для регулятора – замкнутая. Следовательно, усилитель мощности в отличие от регулятора не будет обеспечивать инвариантность мощности при изменении сетевого напряжения. В усилителях и регуляторах мощности наиболее часто используется широтно – импульсная (фазовая) и частотно – импульсная модуляция, отличающиеся тем, что при фазовой модуляции период постоянный, изменяется длительность включенного состояния (фазовый угол φ), а при частотно – импульсной модуляции время включения исполнительного элемента постоянно и равно периоду сетевого напряжения, но изменяется частота включения.

Литература

1. Теория автоматического управления / Под ред. А.А. Воронова. — М.: Высшая школа, 1986. — ч.1. — 376 с.
2. Микропроцессорное управление технологическим оборудованием микроэлектроники / Под ред. А.А. Сазонова. — М.: Радио и связь, 1983. — 264 с.
3. Автоматизация технологического оборудования микроэлектроники / Под ред. А.А. Сазонова. — Высшая школа, 1991. — 332 с.
4. Лазаревич Э.Г., Хорошавина В.Ф. Аппаратные и программные средства профессиональных ЭВМ. — Высшая школа, 1991. — 280 с
5. Вершинин О.Е. Применение микропроцессоров для автоматизации технологических процессов микроэлектроники. — Энергоатомиздат. — 208 с.
6. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления. — ЛБЗ, 2002. — 831 с.
7. Щелкунов Н. Н., Дианов А.П. Микропроцессорные средства и системы. — Энергоатомиздат, 1989. — 340 с.
8. Каган Б.М., Сташин В.В. Основы проектирования микропроцессорных устройств автоматики. — Энергоатомиздат, 1987. — 400 с.
9. Онегин Е.Е., Зенькович В.А., Битно В.Е. Автоматическая сборка ИС. — М.: Высшая школа, . — 381 с.
10. Новиков Ю.В., Скоробогатов П.К Основы микропроцессорной техники: Курс лекций. — М.: Интернет – университет информационных технологий, 2002. — 432 с.
11. Г. Олссон, Дж. Пиани. Цифровые системы автоматизации и управления. — СПб., 2001. — 556 с.
12. Теория автоматического управления / Под ред. В.В. Салодовникова. — Машиностроение, 1967. — 770 с.
13. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. — М.: Наука, 1982.—712 с.
14. Сазонов А.А. и др. Микроэлектронные устройства автоматики.— М.: Высшая школа, 1991. — 320 с.
15. Вишняков В.А., Петровский А.А. Системное обеспечение персональных ЭВМ. — Высшая школа, 1990. — 239 с.
16. «Управляющие и вычислительные устройства роботизированных комплексов на базе микроЭВМ» / Под ред. В.С. Медведева. — М.: Высшая школа, 1990. — 239 с.
17. Автоматизация типовых технологических процессов и установок / Под ред. А.М. Корытина, А.К. Петрова, С.Н. Радимова, А. К. Шапарева. — Энергоиздат, 1988. — 320 с.
18. Бессекерский В.А., Изранцев В.В. Системы автоматического управления с микроЭВМ. — М.:Наука, 1984 — С. 320 .
19. Пузырев В.А. Управление технологическими процессами производства микроэлектронных приборов. — Радио и связь, 1984. — 160 с.

20. Микропроцессорный комплект K1810: структура, программирование, применение / Под ред. Ю.М. Казаринова, В.Н. Номоконова, Г.С. Подклетнова, Ф.В. Филиппова. — Высшая школа, 1990. — 240 с.
21. Григорьев В.Л. Программирование однокристалльных микропроцессоров. — Энергоатомиздат, 1987. — 280 с.
22. Гумм М. Процессоры: от 8086 до Pentium II. — М.: Наука, 1988. — 200 с.
23. Майоров С.А. и др. Введение в микроЭВМ. — Машиностроение, 1990. — 286 с.