

СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

5.1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ

Суть вопроса сводится к выбору такого управления u , при котором выходное значение y объекта управления совпадало бы с задающим значением s или их разница лежала бы в допустимых пределах при изменении внешнего возмущающего воздействия f и a .

Возмущение f называется координатным, а возмущение a – параметрическим. Под влиянием внешних возмущений, информации о которых часто недостаточно, взаимосвязь между входом и выходом объекта становится неоднозначной и неопределенной, что сильно затрудняет решение задачи.

Координатное возмущение есть неизвестная величина со стороны нагрузки на объект управления, которая проявляется в виде неконтролируемых произвольных изменений технологических параметров и по характеру изменения во времени может быть импульсной и медленно меняющейся. Параметрическое возмущение есть неизвестная величина из некоторого ограниченного множества, в результате действия которой происходит медленное изменение параметров объекта управления.

Следует отметить принципиальное различие между этими двумя типами возмущений. Рассмотрим случай, когда на объект управления $W_{об}(p)$ со входным сигналом u и выходом y действуют оба типа возмущающих воздействий. Тогда выходная координата объекта примет вид

$$y = W_{об}(p, a)g = W_{об}(p, a)(f + u) = W_{об}(p, a)f + W_{об}(p, a)u .$$

Теперь наглядно видно качественное различие влияния возмущений f и a на выходе объекта. Координатное возмущение f вносит аддитивный и независимый от входа u вклад в реакцию объекта, равный

$W_{об}(p, a)f$. Параметрическое же возмущение a изменяет только вид или параметры $W_{об}(p, a)$ и не имеет независимого от u и f влияния на выход объекта.

Таким образом, возмущение f формирует «линейное» воздействие внешней среды на регулируемую координату, а возмущение a – «нелинейное» ее воздействие.

Рассмотрим, как классические законы регулирования влияют на качество переходного процесса системы автоматического регулирования. В операторной форме уравнение регулятора имеет вид

$$u = W_{пер}(p)\varepsilon, \quad (5.1)$$

где u – выходная величина регулятора (управляющее воздействие); ε – входная величина регулятора (ошибка регулирования). В скобках приведены названия величин для замкнутой одноконтурной системы автоматического регулирования, состоящей из последовательно соединенных регулятора и объекта управления, охваченных единичной отрицательной обратной связью.

Такой показатель качества, как статическая ошибка, является одним из важных и характеризует точность регулирования в статическом режиме.

Под статической ошибкой регулирования $\varepsilon_{ст}$ будем понимать отклонение регулируемой величины от заданного значения по окончании переходного процесса.

Покажем, как *пропорциональный* закон регулирования влияет на статическую ошибку переходного процесса замкнутой системы автоматического регулирования.

Уравнение (5.1) в этом случае приобретает вид

$$u = k_{н} \cdot \varepsilon,$$

где $k_{н}$ – коэффициент передачи регулятора. Передаточная функция $W_{пер}(p)$ может иметь и более сложный вид, например:

$$W_{пер}(p) = k_{н} \frac{A(p)}{B(p)},$$

где $A(p)$ и $B(p)$ – некоторые полиномы от оператора p . Однако цепь регулирования в этом случае представляет собой статическое звено, и

при $p \rightarrow 0$ передаточная функция $W_{\text{пер}}(p) \rightarrow k_{\text{п}}$ (т.е. установившийся режим, так как приравнивание оператора дифференцирования нулю означает приравнивание нулю всех производных).

Передаточная функция разомкнутой одноконтурной системы автоматического регулирования имеет вид

$$W_{\text{п.с}}(p) = W_{\text{пер}}(p)W_{\text{об}}(p) = k_{\text{п}}W_{\text{об}}(p),$$

где $W_{\text{об}}(p)$ – передаточная функция объекта управления. В установившемся состоянии передаточная функция разомкнутой системы стремится к значению

$$\lim_{p \rightarrow 0} W_{\text{п.с}}(p) = k_{\text{п}} \cdot k_{\text{об}} = K.$$

Величина K называется обобщенным коэффициентом передачи разомкнутой системы и физически представляет собой отношение установившегося значения регулируемой величины к постоянному значению ошибки $\varepsilon = \varepsilon_0$, если цепь регулирования совместно с объектом рассматривать как некоторый усилитель, на входе которого действует сигнал в виде ошибки ε , а на выходе – усиленный сигнал y . В итоге для коэффициента передачи можно записать

$$K = \frac{y_{\text{уст}}}{\varepsilon_0}.$$

Запишем выражение в операторной форме для замкнутой системы автоматического регулирования относительно ошибки [3]:

$$\varepsilon = \frac{s}{1 + W_{\text{п.с}}(p)} + \frac{W_f(p)}{1 + W_{\text{п.с}}(p)} f, \quad (5.2)$$

где s – сигнал задания; f – возмущающее воздействие; $W_f(p)$ – передаточная функция объекта управления по возмущающему воздействию.

Тогда для установившегося состояния замкнутой системы при постоянном задающем воздействии $s = s_0 = \text{const}$ получаем

$$\varepsilon_{\text{ст}} = \frac{s_0}{1 + K} + \frac{\varepsilon_{f \text{ уст}}}{1 + K},$$

где $\varepsilon_{f_{уст}}$ – установившееся значение ошибки от возмущающего воздействия в объекте без регулирования.

Таким образом, пропорциональное регулирование позволяет уменьшить установившиеся ошибки в объекте в $1+K$ раз. Для сведения статической ошибки к нулю в случае пропорционального регулирования необходимо, чтобы $k_{и} \rightarrow \infty$, так называемый случай глубокой обратной связи, что ведет к затруднению в практическом использовании пропорционального регулирования для сведения $\varepsilon_{ст}$ к нулю.

В случае *интегрального* регулирования уравнение (5.1) принимает вид

$$u = \frac{k_v}{p} \varepsilon,$$

где $k_v = k_{и} / T_{и}$ – скорость разгона; $k_{и}$ – коэффициент передачи; $T_{и}$ – время интегрирования.

Аналогично предыдущему случаю передаточная функция разомкнутой системы принимает вид

$$W_{p.c}(p) = \frac{k_v}{p} W_{об}(p).$$

В установившемся режиме передаточная функция разомкнутой системы $\lim_{p \rightarrow 0} W_{p.c}(p) \rightarrow \infty$. В результате первая составляющая ошибки в уравнении (5.2), для установившегося состояния, при $s = s_0 = \text{const}$ обращается в нуль. Вторая составляющая, определяемая наличием возмущающих воздействий, может не обращаться в нуль, так как в установившемся состоянии числитель ее может также стремиться к бесконечности. Поэтому при $f = f_0 = \text{const}$

$$\varepsilon_{ст} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{W_f(p) f_0}{1 + W_{p.c}(p)}.$$

Это значение может быть как равным нулю, так и отличным от нуля.

Таким образом, при интегральном регулировании получается система, астатическая по отношению к задающему воздействию. По отно-

шению к возмущающему воздействию она может быть как статической, так и астатической.

Еще одним из важных показателей качества переходного процесса является время регулирования, время, по истечении которого регулируемая величина начинает отличаться от установившегося значения менее чем на заранее заданное значение. Интегральный закон регулирования обладает низким быстродействием. Это объясняется тем, что при $t = 0$ в системе не только регулирующее воздействие равно нулю, но равна нулю также и его первая производная, т.е. должно пройти некоторое время, пока не «накопится» интеграл.

Предположим, что ошибка ε изменяется скачкообразно (рис. 5.1). В этом случае выходная величина регулятора будет изменяться по закону $u(t) = k_v \cdot t$. Очевидно, чем больше величина k_v , тем больше будет угол α и регулятор будет быстрее изменять выходную величину. Однако в системах автоматического регулирования это приведет к тому, что при малых изменениях ошибки регулирования выходная величина регулятора будет продолжать быстро меняться, вследствие чего у системы появится склонность к колебаниям.

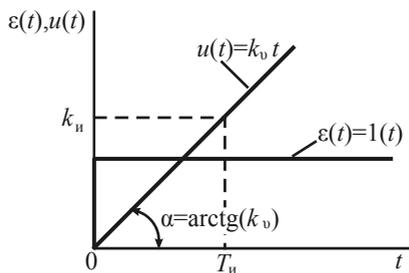


Рис. 5.1. Реакция интегрального регулятора $u(t)$ на ошибку регулирования $\varepsilon(t)$

Здесь уже приходится считаться с такими показателями качества, как перерегулирование σ и степень затухания ψ . Поэтому использование данного типа регулятора предполагает поиск компромисса между быстродействием и степенью затухания.

Пропорциональный регулятор имеет лучшее быстродействие, поэтому использование совместно пропорционального и интегрального регулирования дает некоторый выигрыш в быстродействии и сведении

статической ошибки к нулю. Такое регулирование получило название изодромного или пропорционально-интегрального (ПИ). Уравнение (5.1) в этом в этом случае принимает вид

$$u = k_n \left(1 + \frac{1}{T_{из} p} \right) \varepsilon, \quad (5.3)$$

где k_n – коэффициент передачи регулятора; $T_{из} = k_n / k_v = T_i \cdot k_n / k_n$ – время изодрома. В случае установившегося режима $p = 0$ регулирование оказывается астатическим относительно задающего воздействия.

Изодромное регулирование сочетает в себе высокую точность интегрального регулятора и быстроту пропорционального. Это определяется первым слагаемым в уравнении (5.3). В дальнейшем система начинает работать как система интегрального регулирования, так как с течением времени преобладающее значение приобретает второе слагаемое (5.3), что приводит к дальнейшему «затягиванию» процесса.

Увеличить быстродействие можно с помощью введения производной в канал регулирования, которая будет учитывать тенденцию роста ошибки регулирования. Такой регулятор называется пропорционально-интегро-дифференциальным (ПИД). Уравнение (5.1) в этом случае примет вид

$$u = k_n \left(1 + \frac{1}{T_y p} + T_{пр} p \right) \varepsilon,$$

где $T_y = k_n T_i / k_n$ – постоянная времени удвоения; $T_{пр} = T_d / k_n$ – постоянная времени предварения; T_d – постоянная времени дифференцирования.

Ввод производной дает повышение быстродействия по отношению к изодромному регулятору, но чтобы это быстродействие было ощутимым на практике, необходимо:

- точное описание модели объекта регулирования;
- точное выполнение операции дифференцирования.

Реальные же процессы всегда описываются уравнениями более высоких порядков, чем модель, а воспроизведение точной операции дифференцирования имеет трудности с физической реализуемостью [6].

Мы рассматривали случай, когда задающее воздействие является постоянным. При изменении задающего воздействия как функции времени ситуация существенно меняется. Так, например, если задание – полином по t степени m , т.е. в нуль тождественно обращаются все его производные, начиная с $(m+1)$ -й, то для достижения астатизма в этом случае потребуется не менее чем m интегрирований ошибки регулирования. При $m \rightarrow \infty$ порядок линейного регулятора растет до бесконечности, что, конечно, практически неприемлемо. В частности, таким путем нельзя построить астатическую систему для экспоненциально растущего задания $s(t) = \exp(\alpha t)$, $\alpha = \text{const} > 0$, так как

$$\exp(\alpha t) = \sum_0^{\infty} \frac{(\alpha t)^m}{m!}.$$

Это потребовало бы бесконечно мерного регулятора, поэтому решение следует искать в классе систем с переменной структурой [5], для которых уравнение (5.1) имеет вид

$$u = \Psi \cdot \varepsilon,$$

где Ψ – логический закон регулирования. В таких системах удастся получить свойства устойчивости движения, сочетаемые с высоким быстродействием и точностью при использовании такой информации, которая была недостаточна для стабилизации линейной системы.

Однако в ряде случаев требуется изменение самого логического закона регулирования Ψ . В результате система должна не менять свою структуру, а перестраивать ее, т.е. изменять не только комбинационные связи, но также и функциональные.

Таким образом, постановка рассматриваемой задачи управления заключается в стабилизации регулируемой величины, при неполной информации об объекте управления, и получении свойств автоматической системы регулирования, инвариантных к внешним возмущающим воздействиям, без введения в канал управления производной, с конечным коэффициентом усиления обратной связи и возможностью перестройки внутренней структуры регулятора.

5.2. ТИПОВАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ

Наиболее широкое применение в практике нашли автоматические системы регулирования (АСР) по отклонению [9]. Типовая структурная схема такой системы представлена на рис. 5.2.

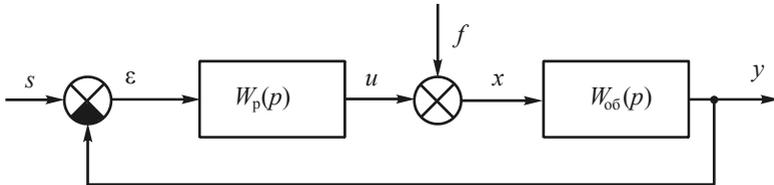


Рис. 5.2. Структурная схема системы автоматического регулирования

Здесь $W_{об}(p)$ – передаточная функция объекта регулирования; $W_p(p)$ – передаточная функция регулятора; s – задающее воздействие; ε – ошибка регулирования; f – внешнее возмущающее воздействие; u – управляющее воздействие; $x = f + u$ – воздействие на объект с учетом внешних возмущений; y – выходная регулируемая величина.

Расчет такой системы регулирования сводится к определению оптимальных параметров выбранного регулятора.

Приведем динамические процессы, протекающие в подобных системах. Для этого произведем расчет одноконтурной системы регулирования, состоящей из ПИ-регулятора и объекта регулирования с передаточной функцией вида (4.5), при $T_1 = T = 97,7$ с; $T_2 = 0$; $k = 6$; $\tau = 23,4$ с:

$$W_{об}(p) = \frac{k \exp(-\tau p)}{Tp + 1} = \frac{6 \exp(-23,4p)}{97,7p + 1}. \quad (5.4)$$

Расчет оптимальных параметров настройки ПИ-регулятора произведем методом расширенных амплитудно-фазочастотных характеристик (РАФЧХ). Одним из существенных его достоинств является то, что метод наиболее оптимален с точки зрения предъявляемых требований к переходным характеристикам в промышленных системах [2, 13].

С помощью разработанной программы в среде MatLab (прил. 2) рассчитаны по методу РАФЧХ граница заданного запаса устойчиво-

сти (рис. 5.3) и переходный процесс замкнутой системы автоматического регулирования, а также произведена оценка его качества.

При определении настроек регуляторов в качестве показателя оптимальности системы регулирования обычно выбирают интегральный критерий качества (например, интегральный квадратичный критерий) при действии на объект наиболее тяжелого возмущения с учетом добавочного ограничения на запас устойчивости системы.

В дальнейшем под оптимальными будем понимать настройки регулятора, обеспечивающие заданную степень колебательности m процесса регулирования при минимуме интегрального квадратичного критерия $I_{\text{КВ}}$.

Точка на графике, соответствующая максимуму (т.е. минимуму первого интегрального критерия), определит параметры настройки ПИ-регулятора:

$$K_p = 0,47 \frac{\text{размерность управляющего воздействия}}{\text{размерность регулируемой величины}}; T_i = 52,6 \text{ с.}$$

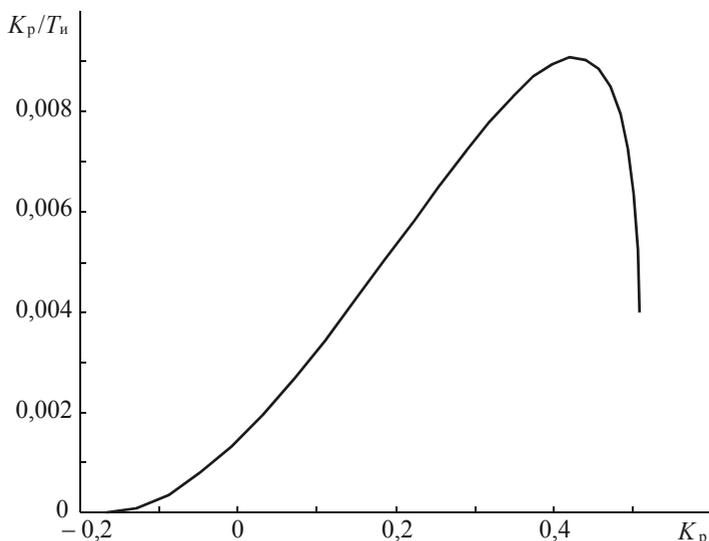


Рис. 5.3. Граница заданного запаса устойчивости

Тогда передаточную функцию ПИ-регулятора можно записать в следующем виде:

$$W_p(p) = K_p \frac{(T_{\text{и}}p + 1)}{T_{\text{и}}p} = 0,47 \frac{(52,6p + 1)}{52,6p}. \quad (5.5)$$

Характер переходного процесса системы автоматического регулирования, по каналу задающего воздействия, при оптимальных параметрах настройки регулятора показан на рис. 5.4 для различных постоянных времени объекта управления.

Любая промышленная АСР, кроме устойчивости, должна обеспечивать определенные качественные показатели процесса регулирования.

Качество процесса регулирования оценивают по переходной характеристике по отношению к единичному ступенчатому возмущающему воздействию [4].

Склонность системы к колебаниям, а следовательно, и запас устойчивости могут быть охарактеризованы максимальным значением регулируемой величины y_{max} или так называемым перерегулированием:

$$\sigma = (A_{\text{max}} - 1)/1 \cdot 100\% = 38\%.$$

Время регулирования t_p – время, по истечении которого отклонение регулируемой величины от установившегося состояния не будет превышать некоторой наперед заданной величины δ . Обычно $\delta = 0,05y(\infty) = 0,05 \cdot 1 = 0,05$; $t_p = 136$ с.

Максимальная динамическая ошибка

$$A_{\text{max}} = 0,38.$$

Степенью затухания называется отношение разности двух соседних амплитуд, одного знака, к большей из них:

$$\psi = (A_1 - A_2)/A_1 \approx 0,96.$$

Как видно из рис. 5.4, при различных постоянных времени объекта управления переходные процессы автоматической системы регулирования имеют различные качественные показатели, близкие к оптимальным только при рассчитанных, заранее фиксированных параметрах настройки регулятора.

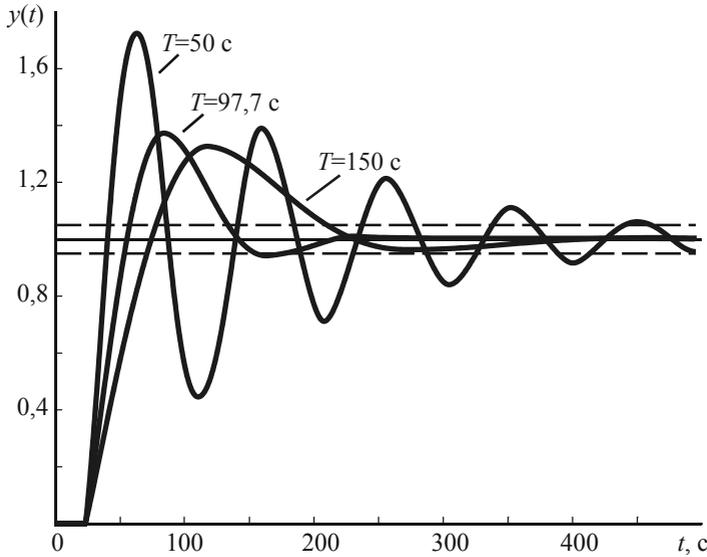


Рис. 5.4. Переходный процесс в замкнутой системе регулирования по каналу задающего воздействия

Обозначим диапазон изменения постоянной времени объекта через ΔT , а соответствующее изменение степени затухания через $\Delta \psi$. Тогда обобщенный показатель качества системы относительно степени затухания будет характеризовать отношение [8]:

$$\psi' = \frac{|\Delta \psi|}{|\Delta T|}. \quad (5.6)$$

Чем меньше это отношение, тем больше обобщенный показатель качества системы относительно степени затухания. На рис. 5.5 представлены результаты моделирования для рассматриваемой системы автоматического регулирования при изменении постоянной времени объекта управления в диапазоне от 50 до 150 с.

Таким образом, при параметрических возмущениях в системе регулирования с линейным регулятором существенно снижаются показатели качества переходного процесса. В случае широкого диапазона изменения параметров объекта управления данный аспект может привести систему автоматического регулирования к неустойчивому состоянию.

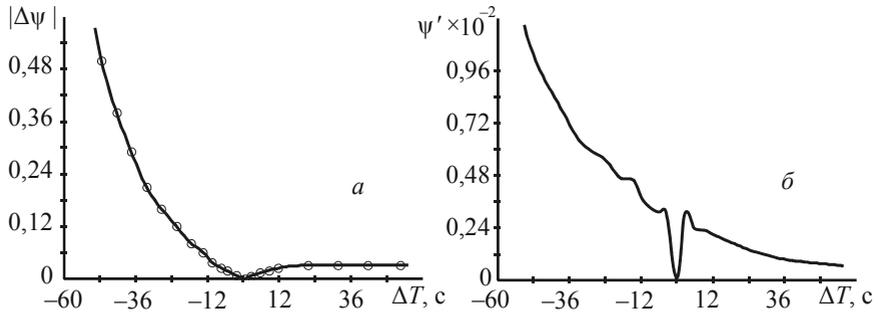


Рис. 5.5. Результаты моделирования системы автоматического регулирования при параметрическом возмущении: *a* – модуль изменения степени затухания; *б* – обобщенный показатель качества системы относительно степени затухания

5.3. АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Общепринятый порядок синтеза систем управления состоит в следующем:

- задается математическая модель объекта (на практике это обычно модель, полученная на основе экспериментальной переходной характеристики объекта);
- принимается критерий оптимальности системы управления;
- по модели объекта определяются структура и численные значения параметров алгоритма функционирования контроллера (регулятора), удовлетворяющие принятому критерию оптимальности.

Считается, что если модель достаточно близка к реальному объекту, а выбранный метод синтеза и расчеты выполнены безукоризненно, то спроектированная система заработает без какой-либо существенной доводки при пуске. Однако опыт свидетельствует о том, что такой оптимистический прогноз, как правило, не оправдывается. Объясняется это двумя причинами:

- системным характером задачи получения математической модели объекта; это значит, что для формулировки критерия приближения последней необходимо располагать алгоритмом функционирования контроллера, для определения которого, собственно, и нужна эта модель [15];

– практической невозможностью учета отклонения принимаемой в расчетах динамической модели контроллера от реальной (наличие широтно-импульсного преобразования сигнала на выходе контроллера, зоны нечувствительности, люфтов в механических сочленениях исполнительного механизма и т.п.).

Выход из сложившейся ситуации состоит в том, что системы управления даже с относительно стабильными объектами должны проектироваться как адаптивные (с автоматизированной настройкой). Эффективность таких систем определяется тем, что они оперируют всей системой в целом, причем при соответствующем выборе режима идентификации можно осуществлять автоматическую линеаризацию нелинейности в значительном для каждой конкретной системы диапазоне частот и отклонений сигналов [1].

В функции адаптации не входит подстройка параметров регуляторов к относительно быстро меняющимся свойствам объекта, вызванным контролируемыми возмущениями, прежде всего – изменениями нагрузки объекта. В этом случае должна применяться обычная коррекция настройки регуляторов по заранее заданным законам, реализуемым в соответствующих корректирующих блоках. Однако в функции адаптации входит настройка этих корректирующих блоков. Вообще возможности теории автоматического управления (как и любой другой теории) ограничены некоторыми пределами. При слишком быстрых изменениях свойств объекта и связанных с этим появлением нелинейных эффектов принципиальная возможность адаптации систем управления достаточно сложными в динамическом отношении объектами оказывается весьма проблематичной.

Структура адаптивной системы управления может быть представлена такой, как показана на рис. 5.6. К контуру регулирования, включающему объект Об и регулятор Рег, подсоединяется адаптирующее устройство Ад, на вход которого подаются входной $u(t)$ и выходной $y(t)$ сигналы объекта. В идентифицирующем устройстве Ид по полученным сигналам оценивается модель объекта, а в вычислительном устройстве ВУ определяются оптимальные параметры настройки регулятора, которые затем устанавливаются с помощью адаптирующего воздействия $a(t)$. Причем для реализации адаптирующего устройства Ад используется один из известных в настоящее время методов адаптации.

В работе применяется метод адаптации, использующий сигнальное гармоническое идентифицирующее воздействие (метод Циглера–Никольса) [18]. Достоинством такого метода является возможность обоснованного применения методов математической статистики в процессе проведения итерационной процедуры движения к оптимуму. Практическая значимость этого обстоятельства состоит в возможности уменьшения амплитуды воздействий до приемлемого уровня и, несмотря на это, получения удовлетворительных оценок параметров выходных колебаний благодаря увеличению продолжительности адаптации.

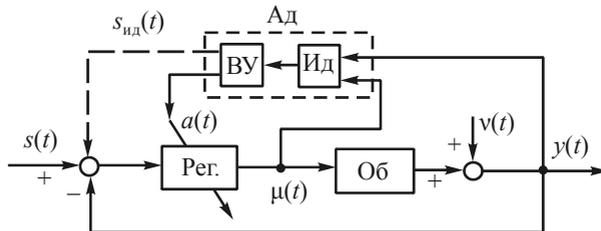


Рис. 5.6. Структура адаптивной системы

Наблюдение за состоянием объекта в процессе нормального функционирования без введения дополнительных поисковых составляющих не приводит к успеху. Объясняется это тем, что поскольку объект находится в составе системы, то и оперировать следует с воздействиями, являющимися входными сигналами всей системы; при этом входной сигнал следует выбрать таким образом, чтобы идентифицируемый канал системы зависел только от одного неизвестного оператора объекта.

Существующая проблема сводится не к тому, чтобы создать систему адаптации, функционирующую без вызванных идентифицирующими воздействиями добавочных отклонений регулируемой величины, а к тому, чтобы сделать эти отклонения достаточно малыми, приемлемыми для практики. Это достигается декомпозицией процедуры поиска с использованием в алгоритмах настройки нижнего уровня специально разработанных неэкстремальных критериев.

Такая процедура основана на использовании активных частотных методов идентификации объектов и расчета оптимальной настройки регулятора.

При формировании процесса оценки модели объекта структура адаптивной системы управления, приведенная на рис. 5.6, должна быть

дополнена еще одним идентифицирующим воздействием, которое должно оказывать адаптирующее устройство Ад на систему с целью идентификации объекта. Величина $s_{ид}(t)$ показана пунктирной линией в виде сигнального воздействия, подаваемого на задатчик регулятора. Такое идентифицирующее воздействие не обязательно должно быть сигнальным. Оно может быть также алгоритмическим, параметрическим, структурным.

Зачастую автоматическая настройка осуществляется путем включения в канал сигнала ошибки двухпозиционного реле с малым выходным сигналом. Затем по параметрам автоколебаний, возникающих в замкнутой системе, определяются требуемые настройки регулятора. При этом при таком способе самонастройки происходит прекращение процесса регулирования объекта на время настройки, наблюдается высокая чувствительность к шумам в канале измерения, возникает опасность срыва автоколебаний при действии возмущений.

Имеется также алгоритм настройки регулятора в замкнутом контуре путем подачи на вход системы пробного синусоидального сигнала. Для этого алгоритма требуется достаточно большое время настройки (около 8–10 периодов колебаний на резонансной частоте замкнутой системы).

В работе используется метод Циглера–Никольса с частотным разделением каналов управления и самонастройки, что достигается включением двух режекторных цифровых фильтров в обратную связь контура регулирования.

На рис. 5.7 приведена структурная схема адаптивной системы управления. Основной контур состоит из настраиваемого регулятора Р, собственно объекта управления ОУ и двух режекторных фильтров (основного РФО и дополнительного РФД). Дополнительный режекторный фильтр при помощи переключателя Π_1 включается только на первом этапе либо периодически для определения требуемых по методу Циглера–Никольса настроек. Блоки синхронного детектирования $СД_1$, $СД_2$ определяют установившиеся значения амплитуд A_6 , A_0 и фаз Φ_6 , Φ_0 пробных составляющих в выходных сигналах основного режекторного фильтра y_1 и объекта управления y . Определение заданного фазового сдвига осуществляется с помощью блока фазовой автоподстройки частоты (БФАЧ).

выбрана вдвое выше частоты генератора Γ_1 . Вычислительные блоки ВБ₁, ВБ₂, ВБ₃ по сигналам с блока управления БУ проводят вычисления поправочного коэффициента C , параметров настройки регулятора и коэффициентов режекторных фильтров. Значения коэффициента C и фазового сдвига Φ_0 в объекте управления в момент расчета требуемых настроек хранятся в запоминающих устройствах ЗУ₁, ЗУ₂. Коммутация входных сигналов соответствующих блоков на разных этапах работы системы происходит по командам БУ с помощью переключателей П₃, П₄, П₅, П₆. Последнюю операцию целесообразно осуществлять с применением многофункциональных логических модулей [7].

Процесс адаптации состоит из двух этапов: двухчастотного, в конце которого вычисляются требуемые настройки и коэффициент C ; основного, в котором процесс самонастройки происходит уже на одной повышенной частоте пробных колебаний с одним режекторным фильтром РФО в контуре обратной связи. Как раз определение критической частоты и соответствующей ей амплитуды колебаний для блока ОУ+РФО позволяет работать с нужными параметрами настроек на втором этапе. Осуществляется это с помощью поправочного коэффициента C , устанавливающего связь между требуемыми по методу Циглера–Никольса настройками на первом и втором этапах работы системы [12].

На рис. 5.8, 5.9 представлены переходные процессы рассматриваемой системы по каналу задающего и возмущающего воздействия соответственно. После процесса адаптации значительно уменьшились колебания, максимальная динамическая ошибка и время регулирования.

На рис. 5.10 представлены сравнительные динамические характеристики созданного адаптивного регулятора с настройкой по методу Циглера–Никольса (кривая 1), традиционный ПИД-регулятор, настраиваемый вручную на каждом этапе работы адаптивного регулятора (кривая 2), традиционный ПИД-регулятор с фиксированной настройкой по методу РАФЧХ на исходное значение постоянной времени объекта управления (кривая 3).

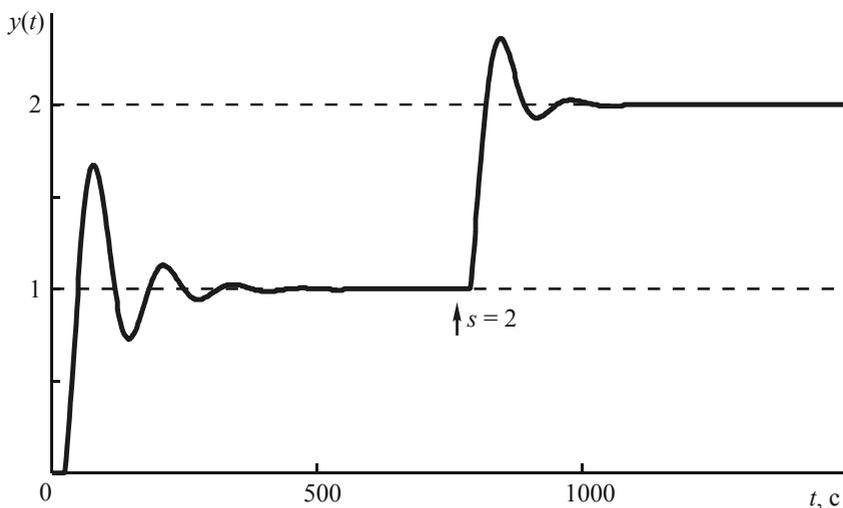


Рис. 5.8. Переходный процесс в адаптивной системе автоматического регулирования по каналу задающего воздействия

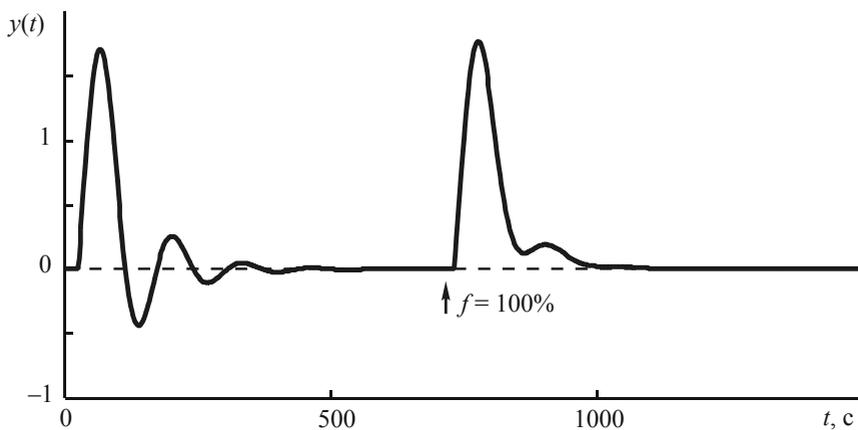


Рис. 5.9. Переходный процесс в адаптивной системе автоматического регулирования по каналу возмущения, идущего со стороны регулирующего органа

Для функционирования системы достаточно в разработанный адаптивный ПИД-регулятор ввести настройки, обеспечивающие устойчи-

вость замкнутой системы, поэтому воспользуемся найденными в предыдущем параграфе параметрами настройки ПИД-регулятора и примем коэффициент передачи $k_p = 0,47$, постоянную времени удвоения $T_y = 52,6$ с и постоянную времени предварения $T_{np} = 0$.

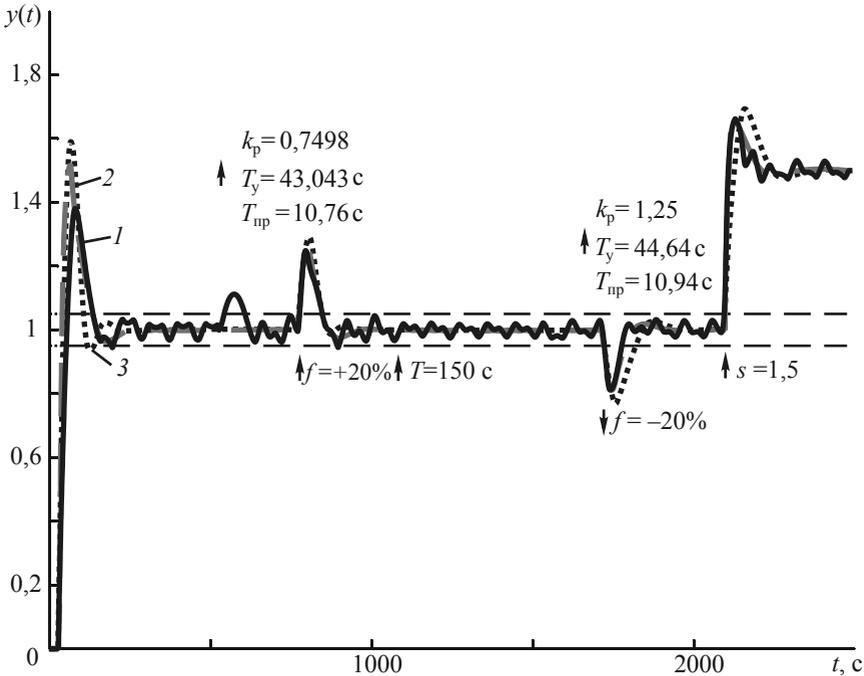


Рис. 5.10. Динамические характеристики: 1 – адаптивный ПИД-регулятор; 2 – классический ПИД-регулятор, настраиваемый вручную на каждом этапе работы адаптивного регулятора; 3 – ПИД-регулятор, настроенный на первоначальное значение постоянной времени объекта

Тогда передаточная функция регулятора на начальный момент регулирования примет вид

$$W_{\text{пер}}(p) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_y p} + T_{np} p \right) = 0,47 + \frac{0,47}{52,6 p}.$$

Параметрический синтез ПИД-регулятора по методу РАФЧХ для объекта, описываемого передаточной функцией (5.4) при заданных $\psi = 0,95$ и втором интегральном критерии качества, дал следующие результаты: $k_p = 0,727$; $T_y = 51,929$ с; $T_{пр} = 5,77$ с. Синтез методом Циглера–Никольса позволил определить значения: $k_p = 0,72$; $T_y = 42,35$ с; $T_{пр} = 5,57$ с.

Интегральные критерии качества по обоим методам принимают почти одинаковые значения:

$$I_2^{\text{РАФЧХ}} = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| dt = 59,59; \quad I_2^{\text{Ц-Н}} = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)| dt = 62,43; \quad (5.7)$$

$$I_3^{\text{РАФЧХ}} = \int_0^{\infty} \varepsilon(t)^2 dt = 41; \quad I_3^{\text{Ц-Н}} = \int_0^{\infty} \varepsilon(t)^2 dt = 39,71. \quad (5.8)$$

Установлено, что переходный процесс рассматриваемой системы автоматического регулирования с регулятором, рассчитанным по методу Циглера–Никольса, обладает близкими к минимуму интегральными оценками качества (5.7), (5.8), однако во временной области переходный процесс имеет меньшее перерегулирование и меньшую максимальную динамическую ошибку по сравнению с процессами, настроенными по аналитическому методу РАФЧХ, что, несомненно, предпочтительней для технологических процессов.

Адаптивный ПИД-регулятор с автоматической подстройкой коэффициентов имеет близкие динамические характеристики с ПИД-регулятором, настроенным вручную, на каждом этапе адаптации, по методу Циглера–Никольса, и заметный выигрыш в качестве регулирования по сравнению с ПИД-регулятором, имеющим фиксированную настройку при параметрическом возмущении.

В табл. 5.1 приведены численные значения параметров настройки регуляторов, а в табл. 5.2 – показателей качества переходных процессов. Как видно, разработанный адаптивный регулятор характеризуется достаточно высокой скоростью коррекции параметров при сохранении настроек в окрестности их расчетных значений по методу Циглера–Никольса.

Таблица 5.1

Параметры настройки ПИД-регулятора, полученные автоматически и аналитическим способом

Постоянная времени T, c	Значение параметров настройки адаптивного ПИД-регулятора			Значение параметров настройки ПИД-регулятора, рассчитанных вручную на каждом этапе адаптации		
	k_p	T_v, c	T_{np}, c	k_p	T_v, c	T_{np}, c
97,7	0,7498	43,043	10,76	0,72	42,4	10,76
150	1,2521	44,641	10,94	1,07	44,58	11,05
50	0,4153	40,1816	6,02	0,4027	40,116	6,046

Таблица 5.2

Оценки показателей качества переходного процесса системы автоматического регулирования с ПИД-регуляторами, настроенными разными способами

Показатели качества переходного процесса	Адаптивный ПИД-регулятор			ПИД-регулятор с ручной настройкой на каждом этапе адаптации			ПИД-регулятор с фиксированной настройкой		
	T, c								
	50	97,7	150	50	97,7	150	50	97,7	150
ψ	0,94	0,99	0,99	0,95	0,99	0,98	0,06	0,95	0,99
$\sigma, \%$	56,3	53,9	68,9	53,1	51,7	55,3	115	59,2	45
A_{max}	0,56	0,54	0,69	0,53	0,51	0,55	1,15	0,59	0,45
t_p, c	128	134	133	127	135	138	$4 \cdot 10^3$	135	221

Таким образом, разработанный контроллер может широко использоваться при автоматизации многих технологических процессов, и прежде всего таких, как теплоэнергетический (регулирование уровня воды в барабане котлоагрегата), металлургический (регулирование температуры и скорости горячего дутья доменной печи), химический (регулирование температуры рабочего тела на выходе печи пиролиза) и др. К недостаткам регулятора следует отнести возможность адаптации только в установившемся состоянии системы и работы алгоритма только совместно с объектами, обладающими изменением фазового сдвига свыше -180° . Проведенные исследования говорят о перспективном использовании регулятора при управлении нестационарными технологическими объектами.

5.4. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СО СТРУКТУРНОЙ АДАПТАЦИЕЙ

Принцип действия таких систем связан с изменением структуры регулятора и соответственно закона адаптации [21]. При этом изменение той или иной структуры может быть сведено к изменению соответствующих параметров. Так, структура ПИД-регулятора с передаточной функцией вида

$$W_p(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_y p} + T_{np} p \right) \quad (5.9)$$

в зависимости от выбора параметров может быть модифицирована в структуру ПИ- ($T_{np} = 0$ с) и даже П-регулятора ($T_y \rightarrow \infty$ с, $T_{np} = 0$ с). Другой способ реализации – использование перестраиваемых структур. Принцип построения системы со структурной адаптацией показан на рис. 5.11. Он заключается в выборе R_i -регулятора из n имеющихся в зависимости от состояния процесса. При этом проблема идентификации сводится к классификации, заключающейся в установлении соотношения между характеристиками входного и выходного сигналов основной системы и структурой регулятора.

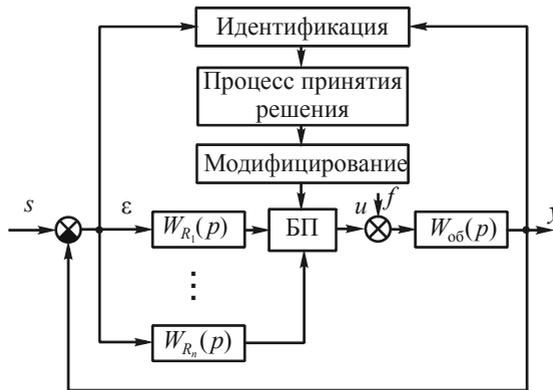


Рис. 5.11. Принцип построения структурно-адаптивной системы: БП – блок переключения

Приведем пример динамики работы такой системы. Пусть система состоит из объекта регулирования, описываемого передаточной функцией вида (5.4), и ПИ-регулятора с передаточной функцией

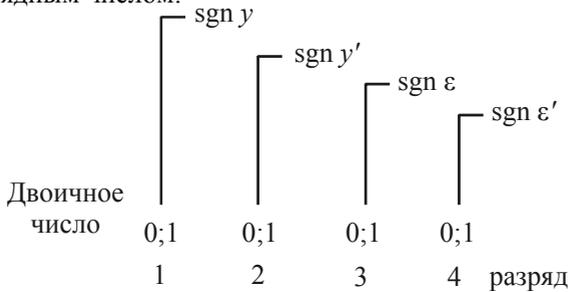
$$W_p(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) = \beta_0 + \frac{\beta_1}{p}, \quad (5.10)$$

где параметры β_1, β_0 имеют по четыре значения.

Для выбора различных комбинаций этих значений применяется следующее двоичное кодирование знаков сигналов $y, y', \varepsilon, \varepsilon'$:

$$\text{sgn } y \begin{cases} > 0 \triangleq 1, \\ < 0 \triangleq 0, \end{cases} \quad \text{sgn } y' \begin{cases} > 0 \triangleq 1, \\ < 0 \triangleq 0, \end{cases} \quad \text{sgn } \varepsilon \begin{cases} > 0 \triangleq 1, \\ < 0 \triangleq 0, \end{cases} \quad \text{sgn } \varepsilon' \begin{cases} > 0 \triangleq 1, \\ < 0 \triangleq 0. \end{cases} \quad (5.11)$$

В результате состояние системы может быть описано следующим четырехразрядным числом:



С помощью этого числа возможно описать $2^4 = 16$ комбинаций параметров $[\beta_{1i}, \beta_{0i}]$. Структурная схема системы автоматического регулирования, реализующей описанный принцип, приведена на рис. 5.12.

На рис. 5.13 представлен процесс выбора параметров настройки регулятором в период его функционирования. В момент времени $t = 250$ с на объект действует параметрическое возмущение, в результате которого постоянная времени $T = 150$ с.

Динамика изменения переходного процесса при изменении постоянной времени объекта управления системы автоматического регулирования, функционирующей совместно с регулятором со структурной адаптацией, представлена на рис. 5.14, а оценка показателей качества – в табл. 5.3.

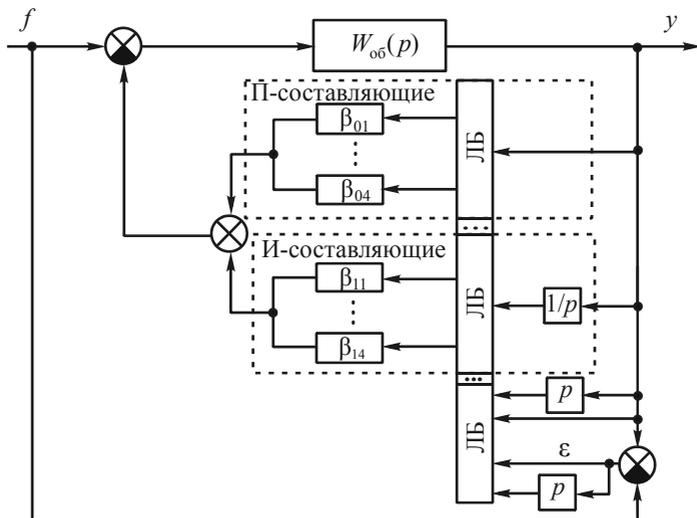


Рис. 5.12. Структурная схема АСР со структурной адаптацией ПИ-регулятора: ЛБ – логический блок

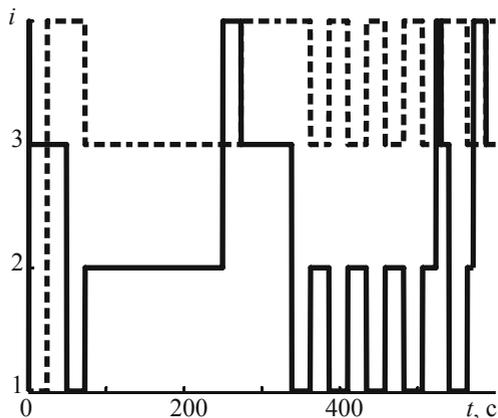


Рис. 5.13. Процесс автоматического выбора параметров настройки регулятора: сплошная линия – β_{0i} ; пунктирная – β_{1i}

При сравнении табл. 5.2 и 5.3 установлено, что регулятор со структурной адаптацией позволяет получить лучшие показатели качества

переходного процесса, чем классические регуляторы. На первый взгляд, регулятор обладает более низкими показателями качества, чем регулятор с параметрической адаптацией по методу Циглера–Никольса, однако, как уже упоминалось в разделе 5.2, последний способен подстраивать свои параметры только в установившемся состоянии системы, а регулятор со структурной адаптацией приспосабливается к объекту непосредственно при протекании переходного процесса системы автоматического регулирования.

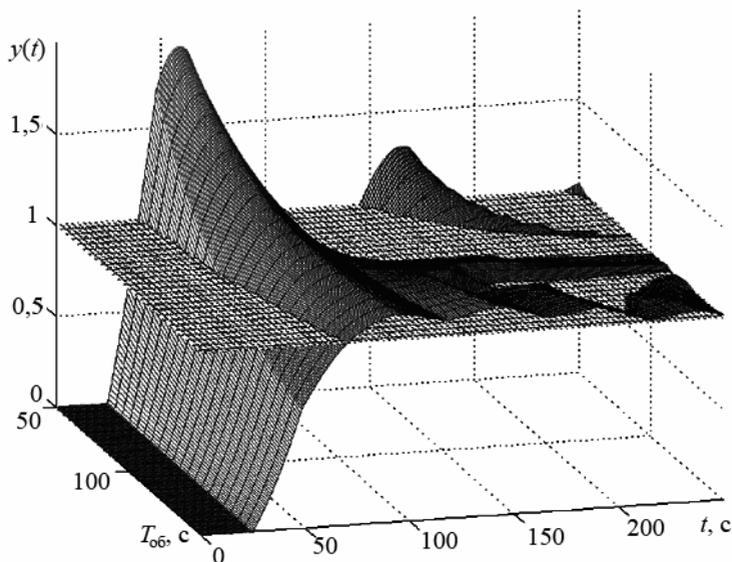


Рис. 5.14. Динамика изменения переходного процесса в рассматриваемой системе автоматического регулирования при изменении постоянной времени объекта

Таким образом, разработанный регулятор позволяет расширить область улучшенных показателей качества системы автоматического регулирования при действии параметрических возмущений. Исследования показали, что системы со структурной адаптацией могут применяться для объектов, динамические характеристики которых претерпевают существенные изменения за короткое время, исходя из чего получают существенное преимущество по сравнению с системами автоматического

регулирования с параметрической адаптацией, однако в ущерб обобщенным качественным показателям.

Таблица 5.3

Оценки показателей качества АСР с регулятором со структурной адаптацией при действии параметрических возмущений

Показатели качества	Постоянная времени объекта T , с		
	50	97,7	150
Ψ	0,67	0,99	0,9
A_{\max}	0,93	0,33	0,14
σ , %	93,26	33,3	14,9
t_p , с	260	115	205

От систем со структурной адаптацией следует отличать системы регулирования с перестраиваемой структурой, о которых речь пойдет далее. Специфика последних заключается в ориентации только на улучшение динамики регулирования. Однако следует отметить, что в некоторых случаях принципы построения систем со структурной адаптацией и перестраиваемой структурой совпадают.

5.5. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

5.5.1. Формирование логического закона управления

В общем случае закон управления для систем с перестраиваемой структурой (СПС) выглядит следующим образом:

$$u = \Psi \cdot \varepsilon, \quad (5.12)$$

где ε – сигнал ошибки регулирования; Ψ – логический закон, принимающий определенное значение в зависимости от типа объекта управления и его текущего состояния.

Устройство управления, реализующее (5.12), можно представить в виде заданного класса динамических корректирующих звеньев A_i ($i = 1, 2, \dots, n$), логического устройства M и вспомогательных блоков формирования входных аргументов X и настройки структуры Z . Последние блоки служат для выработки логических переменных, зависящих от состояния системы в фазовом пространстве и настройки

логического устройства M на требуемый логический закон управления (рис. 5.15).

В системах с переменной структурой требуемые динамические свойства замкнутой системы обеспечиваются надлежащим выбором поверхности переключения, вид которой задается при синтезе [14]. В нашем случае поверхность переключения реализуется квазиизотропной средой, построенной на основе МЛМ двух типов (см. 2.4.1 и 2.4.2 – L - и V -структуры) [19, 20].

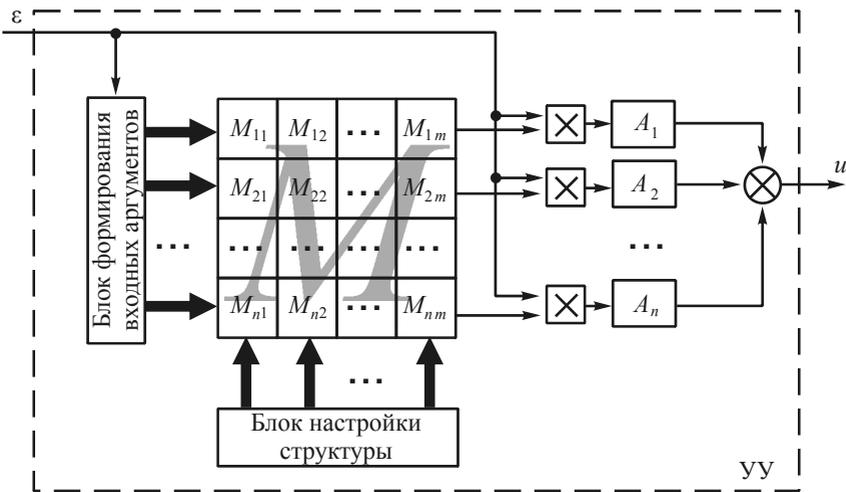


Рис. 5.15. Структурная схема устройства управления

Квазиизотропная среда представляет собой три грани пространственной шестинаправленной структуры (рис. 5.16) [11]. Центральная (первая) грань является линейной структурой из L - и V -ячеек с режимными боковыми входами ($y_i, i = 1, 2, 3$) и поданными аргументами X_j ($j = 1, 2, \dots, n, n = 6$ – число аргументов) системы, описывающими логический закон управления, на функциональные входы x ячеек. Вторая и третья грани представляют собой также линейные структуры из V -ячеек с режимными входами. На функциональные входы x поданы

промежуточные значения после соседних ячеек центральной грани первого и второго каналов соответственно для второй и третьей граней.

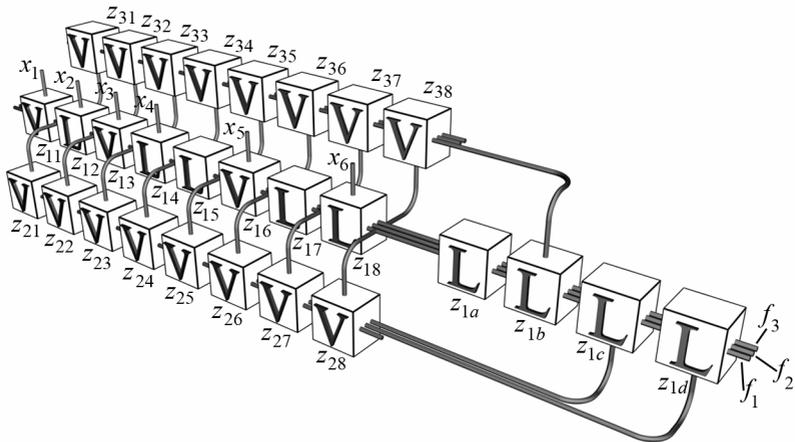


Рис. 5.16. Квазиизотропная среда

Для различных типов технологических объектов необходимо использовать разные законы управления. Так, например, для объектов с постоянными параметрами, в случае использования системы с переменной структурой, закон управления описывается выражением

$$\Psi = \begin{cases} \alpha & \text{при } \varepsilon s_1 > 0, \\ \beta & \text{при } \varepsilon s_1 < 0, \end{cases} \quad (5.13)$$

а для объекта с постоянными параметрами, обладающего транспортным запаздыванием, имеет вид [5]:

$$\Psi = \begin{cases} \alpha & \text{при } \varepsilon s_1 > 0, \\ \beta & \text{при } s_2 s_1 < 0, \\ 0 & \text{при } \varepsilon s_2 < 0. \end{cases} \quad (5.14)$$

Здесь α и β – коэффициенты передачи первой и второй линейных структур соответственно ($A_1 = \alpha$, $A_1 = \beta$, см. рис. 5.15); $s_i = \text{sgn}(\varepsilon' + c_i \varepsilon)$, $i = 1, 2$, – информация о знаке линейной комбинации ошибки и ее

производной, характеризующая положение системы в фазовом пространстве относительно прямых переключений; c_i – коэффициент наклона прямых. Как видно, для функционирования системы не требуется точного значения производной от сигнала ошибки, а достаточно лишь информации о знаке ее линейной комбинации с величиной ошибки, которую можно получить сравнительно простыми техническими средствами, например, описанными в [5, 6].

В булевой форме стратегию выбора динамического закона управления для объектов без транспортного запаздывания можно представить следующим образом:

$$\begin{cases} f_1 = X_1, \\ f_2 = X_2, \\ f_3 = 0, \end{cases} \quad (5.15)$$

а для объектов с запаздыванием – в виде

$$\begin{cases} f_1 = (X_1 \vee X_4)X_2X_3, \\ f_2 = X_1X_3X_5, \\ f_3 = X_1X_6(X_2 \vee X_5), \end{cases} \quad (5.16)$$

где X_j ($j = 1, 2, \dots, 6$) – логические аргументы, отражающие поведение рассматриваемой системы в фазовом пространстве, вырабатываемые блоком формирования входных аргументов (см. рис. 5.15).

Система булевых формул (5.15) или (5.16) формируется логическим устройством M (рис. 5.15), для этого каждый вход Z ij -й ячейки квазиизотропной среды (см. рис. 5.16) необходимо настроить согласно табл. 5.4 или 5.5 соответственно.

Таблица 5.4

Настроечные коды квазиизотропной среды для реализации алгоритма управления объектом без транспортного запаздывания

i	j											
	1	2	3	4	5	6	7	8	a	b	c	d
1	0011	001	0110	010	010	0110	010	010	010	010	010	010
2	0101	1111	0110	0110	0110	0110	0110	0110	—	—	—	—
3	0101	1111	0110	0110	0110	0110	0110	0110	—	—	—	—

Таблица 5.5

Настроечные коды квазиизотропной среды для реализации алгоритма управления объектом с транспортным запаздыванием

<i>i</i>	<i>j</i>											
	1	2	3	4	5	6	7	8	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>
1	1001	111	0101	010	100	1001	000	110	000	010	000	010
2	0101	0110	0110	0110	0110	0100	0110	0101	—	—	—	—
3	0110	1001	0110	0110	0110	0110	0110	0110	—	—	—	—

Следовательно, два закона управления можно реализовать на одной вычислительной среде, используя в качестве ее элементарных узловых элементов МЛМ. Количество реализуемых алгоритмов представленной квазиизотропной среды не ограничивается только двумя, которые мы используем. Оно зависит от числа фиксированных структур, реализуемых логическим устройством M , которое, в свою очередь, зависит от обобщенного настроечного кода логического устройства и составляет 2^r структур, где r – разрядность этого кода. В нашем случае нетрудно подсчитать (по табл. 5.4 или 5.5), что $r = 103$. Кроме того, при различных фиксированных структурах, а значит, и различных настроечных кодах устройства M последнее может реализовывать одни и те же алгоритмы, поэтому их число $m \leq 2^r$.

Приведем методику синтеза логического устройства M на уже разработанных или вновь разрабатываемых МЛМ [17].

1. Записываются алгоритмы управления, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к системе.

2. Выбранные алгоритмы представляются в булевой форме.

3. Выбирается один алгоритм, полученный в п. 2, покрывающий больший класс булевых формул.

4. Выбираются множество МЛМ, на которых будет реализовываться алгоритм (это множество может быть и единичным – случай изотропной среды), и вид комбинационных связей между соседними МЛМ.

5. Из набора фиксированных структур, реализуемых выбранными МЛМ, выделяются те, которые обеспечивают реализацию соответствующей булевой формулы в логическом законе управления из п. 3.

6. На основе выделенного подмножества автоматных отображений выбранных МЛМ синтезируется изотропная или квазиизотропная среда, обеспечивающая реализацию логического закона управления (т.е. вы-

полняется процесс последовательного вложения каждого аргумента логического закона в квазиизотропную среду). Результатом являются синтезированная квазиизотропная среда и коды настройки каждого МЛМ среды на реализацию логического закона (см. п. 3; рис. 5.16 и табл. 5.5).

7. Настраиваем квазиизотропную среду на реализацию следующего алгоритма из п. 2, используя ее в качестве «каркаса» и изменяя автоматные отображения каждой МЛМ, путем подачи на него определенного настроечного кода таким образом, что аргументы реализуемого алгоритма последовательно вкладываются в квазиизотропную среду. Результатом является код настройки квазиизотропной среды на соответствующий алгоритм (см. табл. 5.4).

8. Повторяем п. 7 $k - 2$ раз, где k – число алгоритмов из п. 2.

Таким образом, количество входов X логического устройства M зависит только от сложности реализуемого алгоритма, удовлетворяющего требованиям системы, т.е. от количества аргументов, использующихся при его описании в булевой форме. Количество же настроечных входов Z зависит от выбранного варианта комбинационных связей между МЛМ, а значит, от формы квазиизотропной среды, количества МЛМ в среде и количества настроечных входов каждого МЛМ.

5.5.2. Пример синтеза системы без запаздывания в контуре управления

В качестве иллюстрации описанного подхода рассмотрим объект с передаточной функцией

$$W_{об}(p) = \frac{k}{Tp + 1} = \frac{6}{97,7p + 1}. \quad (5.17)$$

Обеспечим в системе переходный процесс с заданным качеством (время регулирования $t_p \leq 15$ с, перерегулирование $\sigma \leq 20\%$). Поскольку объект регулирования и линейные структуры регулятора являются статическими звеньями, то при конечных коэффициентах последнего в замкнутой системе будет возникать статическая ошибка. Для сведения ее к нулю придадим системе свойство астатизма, введя в контур управления интегрирующее звено с передаточной функцией вида

$$W_{и}(p) = \frac{1}{T_{и}p}.$$

Передаточная функция приведенного объекта в таком случае принимает вид

$$W_{об}^*(p) = \frac{k}{T_n T p^2 + T_n p}.$$

Из [28] известно, что для организации скользящего режима в системе второго порядка с регулятором, имеющим две линейные структуры, достаточно выбрать коэффициенты передачи α и β выражения (5.13), пользуясь соотношением вида

$$\begin{cases} \alpha > \frac{-c_1^2 + c_1 \cdot a_2 - a_1}{a_1}, \\ \beta < \frac{-c_1^2 + c_1 \cdot a_2 - a_1}{a_1}, \end{cases}$$

где $a_1 = k/(T_n T)$; $a_2 = 1/T$.

Из вышеприведенного находим, что $\beta < -1,62 < \alpha$ (при $T_n = 1$ и $c_1 = 0,2$). Фазовые портреты линейных структур при α и β представлены на рис. 5.17, *a* для начальных условий $x_1^0 \in [-1; -0,5; \dots; 1]$, $x_2^0 \in [-1; -0,5; \dots; 1]$. Как видно, фазовые траектории в области переключения (IV четверть) направлены в разные стороны, что позволяет организовать скользящий режим.

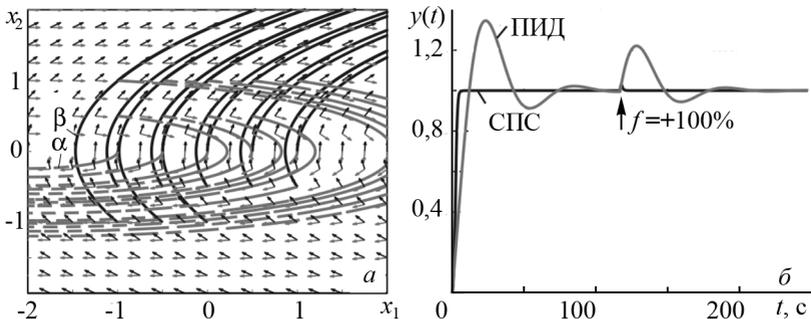


Рис. 5.17. Результаты моделирования: *a* – фазовые портреты и поля направлений для линейных структур; *б* – динамические характеристики автоматической системы регулирования с разными типами регуляторов

На рис. 5.17, б приведены сравнительные переходные характеристики для системы с ПИД- и СПС-регулятором, из которых видно, что последний значительно лучше справляется с двумя основными задачами системы автоматического регулирования – программным управлением и стабилизацией технологического параметра (в данном случае при координатном возмущении f), по сравнению с традиционными системами. При действии параметрических возмущений на объект регулирования, в результате которых происходит изменение постоянной времени объекта, СПС-регулятор позволяет существенно расширить улучшенные показатели качества переходного процесса (рис. 5.18, а). Количественные оценки показателей качества переходного процесса для постоянной времени $T \in \{50; 97,7; 150\}$ с приведены в табл. 5.6.

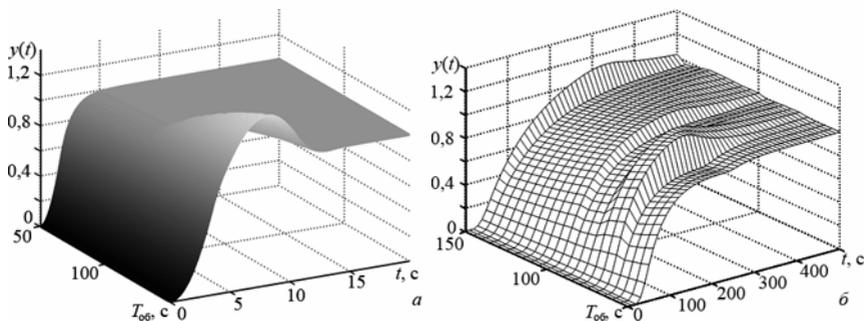


Рис. 5.18. Динамика изменения переходного процесса в системе при действии параметрического возмущения: а – для объекта без запаздывания; б – для объекта, обладающего транспортным запаздыванием

Таблица 5.6

Оценки показателей качества переходного процесса в АСП
с СПС- и ПИД-регуляторами

Показатели качества	Тип регулятора					
	СПС			ПИД		
	$T, \text{с}$					
	50	97,7	150	50	97,7	150
ψ	1	1	0,999	0,98	0,96	0,9
$\sigma, \%$	0	0	30	24	30	35
A_{\max}	0	0	0,3	0,24	0,3	0,35
$t_{\text{р}}, \text{с}$	3,8	4,2	11,2	38	70	86

Таким образом, применение принципов перестраиваемости структур позволяет решить задачу высококачественного управления без ввода производной в канал управления и наделить систему автоматического управления свойством инвариантности к возмущающим воздействиям. Данные типы регуляторов могут широко применяться совместно с различными типами объектов, в частности для управления электродвигателями, электронасосами и т.п.

5.5.3. Пример синтеза системы с запаздыванием в контуре управления

При построении систем автоматического регулирования технологическими процессами весьма часто оказывается, что контур управления обладает чистым запаздыванием. Во многих случаях динамические системы высоких порядков с достаточной степенью точности аппроксимируются системой первого или второго порядка с запаздыванием [5, 6].

В качестве примера рассмотрим объект регулирования с передаточной функцией

$$W_{об}(p) = \frac{k \exp(-\tau p)}{Tp + 1} = \frac{6 \exp(-23,4p)}{97,7p + 1}.$$

Обеспечим переходный процесс в системе продолжительностью, близкой величине $t_p = 150$ с, и $\sigma \leq 15\%$ за счет сочетания конечного числа структур, отличных друг от друга лишь уровнем воздействия по координате ошибки. Как и в предыдущем примере, придадим всей системе свойство астатизма, тогда для приведенного объекта управляющее воздействие u необходимо вырабатывать с учетом системы (5.14). Найдем параметр $\alpha = 0,0074$ из уравнения гармонического баланса, тогда величину $\beta = -0,0006$ выберем из условия, что система в момент переключения на вторую линейную структуру должна быть охвачена положительной обратной связью и ее фазовая траектория направлена в направлении, противоположном движению траектории первой линейной структуры (при коэффициенте α).

Система автоматического регулирования должна за время протекания переходного процесса трижды сменить структуру: сначала объект должен быть охвачен отрицательной обратной связью, затем на интервале продолжительностью $(t_p - \tau) - t_1$, причем $t_1 < (t_p - \tau)$, – положительной обратной связью, и, наконец, с момента $t_p - \tau$ система становится разомкнутой. Чем величина t_1 ближе к $t_p - \tau$, тем меньше переходный процесс будет отличаться от первой полуволны переходного процесса системы с линейной структурой при коэффициенте α [5].

Для построения системы с перестраиваемой структурой, в которой реализуется описанный переходный процесс, необходимо найти закон изменения структуры в функции координат системы. При произвольном постоянном воздействии строим переходный процесс, выбрав моменты переключения t_1 и $t_p - \tau$.

В силу того что каждая из рассматриваемых структур является линейной, для любого постоянного воздействия отношение $(d\varepsilon/dt)/\varepsilon$ для различных процессов в моменты переключения будет неизменным. Следовательно, коэффициенты наклона прямых переключений (при $t_1 = 120$ с) находятся из графиков ошибки регулирования и ее производной по формулам

$$c_1 = -\frac{d\varepsilon(t_1)/dt}{\varepsilon(t_1)} = 0,0028, \quad c_2 = -\frac{d\varepsilon(t_p - \tau)/dt}{\varepsilon(t_p - \tau)} = 0,017.$$

При этом квазиизотропную среду настроим в соответствии с табл. 5.5.

В результате СПС-регулятор, функционируя совместно с объектами, обладающими транспортным запаздыванием, позволяет добиться переходных процессов (см. рис. 5.18, б) практически без перерегулирования с быстроедействием, близким к системам, которые функционируют совместно с ПИД-регулятором. Количественные оценки показателей качества переходного процесса замкнутой системы автоматического регулирования с СПС-регулятором, при различных постоянных времени объекта управления, приведены в табл. 5.7.

Таблица 5.7

Оценки показателей качества АСР с СПС-регулятором

Показатели качества	Постоянная времени объекта T , с		
	50	97,7	150
ψ	1	1	1
A_{\max}	0	0,023	0,04
σ , %	0	2,3	4
t_p , с	120	152	237

Таким образом, используя одну и ту же квазиоднородную структуру регулятора, можно добиться повышения качества управления для объектов как с транспортным запаздыванием, так и без него путем подачи определенного настроечного кода на каждую ячейку среды, изменяя тем самым внутреннюю структуру и закон функционирования регулятора. Разработанный регулятор может применяться на разнообразных технологических объектах управления, например для управления температурой перегретого пара парогенератора.

5.6. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ РЕГУЛЯТОР С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

При управлении технологическими процессами с взаимосвязанными параметрами лучшие технологические показатели достигаются при таких изменениях регулирующих воздействий, которые необходимы, согласно статическим характеристикам объектов, только для компенсации возмущений [10].

Интегральный регулятор с перестраиваемой структурой (прил. 3) обеспечивает управление минимальными изменениями регулирующих воздействий инерционными объектами. Регулятор состоит из следящего контура (рис. 5.19), вырабатывающего вспомогательную координату s , и логического устройства, которые в зависимости от сочетания знаков вспомогательных координат ε^* , s , σ формируют логический закон управления χ с целью изменения структуры системы. При определенных сочетаниях знаков координат ε^* , s , σ канал управления открывается для передачи сигнала ошибки ε на интегратор.

Дифференциальное уравнение регулятора имеет вид

$$T_s \mu' = \rho,$$

где

$$\rho = \begin{cases} 1 & \text{при } \chi > \frac{e}{2}, \\ 0 & \text{при } -\frac{e}{2} \leq \chi \leq \frac{e}{2}, \\ -1 & \text{при } \chi < -\frac{e}{2}. \end{cases}$$

Здесь e – зона нечувствительности релейного элемента;

$$v = U_1(\varepsilon^*, s)\varepsilon,$$

где

$$U_1(\varepsilon^*, s) = \begin{cases} 0 & \text{при } \varepsilon^* \cdot s \leq 0, \\ 1 & \text{при } \varepsilon^* \cdot s > 0. \end{cases}$$

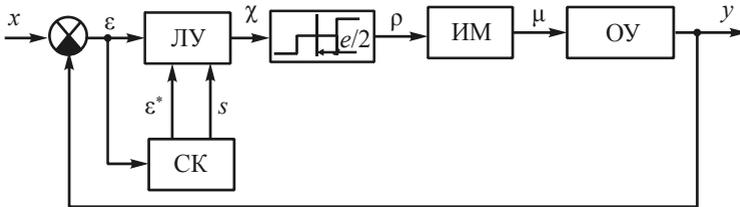


Рис. 5.19. Обобщенная структурная схема системы с интегральным регулятором с переменной структурой: ЛУ – логическое устройство; СК – следящий контур; ИМ – исполнительный механизм; ОУ – объект управления

Здесь $\varepsilon^* = \text{sgn } \varepsilon$ – знак сигнала ошибки регулирования; $s = \varepsilon' + c \cdot \varepsilon$ – прямая переключения; c – коэффициент наклона прямой;

$$\chi = U_2(\sigma)v,$$

где

$$U_2(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{при } \sigma = 0, \\ 0 & \text{при } \sigma = 1, \end{cases} \quad \sigma = \begin{cases} 1 & \text{при } \lambda > e, \\ 0 & \text{при } \lambda \leq e; \end{cases}$$

$$\lambda = \alpha + \beta, \quad \alpha = U_4(s, \xi)\psi;$$

$$U_4(s, \xi) = \begin{cases} 1 & \text{при } s = 0, \xi = 1, \\ 0 & \text{при } \begin{cases} s = 0, \xi = 0, \\ s \neq 0, \xi = 0, \end{cases} \end{cases} \quad \xi = \begin{cases} 1 & \text{при } \vartheta > e, \\ 0 & \text{при } \vartheta \leq e. \end{cases}$$

Здесь ϑ – решение линейного дифференциального уравнения

$$T_1 \vartheta' + \vartheta = \gamma,$$

$$\gamma = U_3(v, \sigma)V_1, \quad \text{где } V_1 = \text{const};$$

$$U_3(v, \sigma) = \begin{cases} 0 & \text{при } \begin{cases} v = 0, \sigma = 0, \\ v \neq 0, \sigma = 1, \end{cases} \\ 1 & \text{при } v \neq 0, \sigma = 0, \end{cases} \quad \beta = U_5(\sigma)\psi, \quad U_5(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{при } \sigma = 1, \\ 0 & \text{при } \sigma = 0. \end{cases}$$

Здесь ψ – решение нелинейного дифференциального уравнения

$$T(\sigma)\psi' + \psi = v,$$

$$T(\sigma) = \begin{cases} T_0 & \text{при } \sigma = 0, \\ T_1 & \text{при } \sigma = 1, \end{cases} \quad v = U_2(\sigma)V_2, \quad \text{где } V_2 = \text{const}.$$

В регуляторе использованы три МЛМ L -структуры для формирования выходного логического закона управления, представленного функцией F , зависящей от четырех аргументов и настроенного кода $Z = 001$:

$$F = f(\bar{A}, A, \bar{B}, B, Z).$$

На рис. 5.20 приведен пример обработки задающего воздействия рассматриваемой системой. В момент времени $t = 25$ с на объект действует внешнее координатное возмущающее воздействие f , равное +100% от задающего воздействия.

При действии параметрического возмущения, в результате которого происходит увеличение постоянной времени объекта управления, переходный процесс в рассматриваемой замкнутой системе автоматического

регулирования приобретает большее перерегулирование и увеличивается время регулирования (табл. 5.8, рис. 5.21).

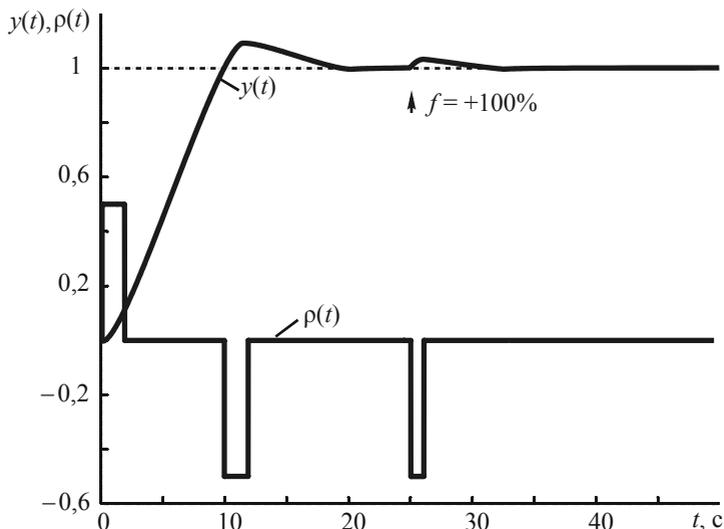


Рис. 5.20. Переходный процесс в системе автоматического регулирования с интегральным регулятором с перестраиваемой структурой по каналу задающего воздействия

Т а б л и ц а 5.8

Оценки показателей качества переходного процесса рассматриваемой АСР при параметрических возмущениях

Показатели качества	Постоянная времени объекта T , с		
	50	97,7	150
ψ	1	1	1
A_{\max}	0,04	0,09	0,13
σ , %	4,8	9,5	13,8
t_p , с	8,9	15,3	18,5

Таким образом, за счет модификации закона управления с перестраиваемой структурой и ухода от ввода непосредственно разрывной функции от ошибки в канал управления разработанный регулятор имеет практическую направленность на использование в системах автоматического регулирования совместно с объектами, имеющими электроме-

ханические и механические узлы в канале управления. При этом сохраняются все основные достоинства систем с перестраиваемой структурой.

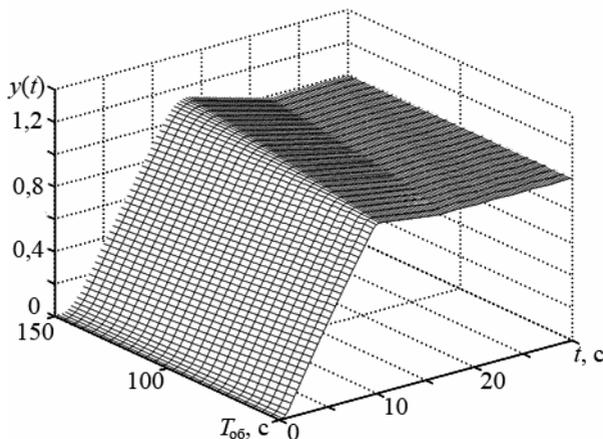


Рис. 5.21. Динамика изменения переходного процесса при различных значениях постоянной времени объекта управления

5.7. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ДИСКРЕТНЫЙ РЕГУЛЯТОР С ПЕРЕСТРАИВАЕМОЙ СТРУКТУРОЙ

Управление некоторыми непрерывными технологическими процессами с применением интегральных дискретных регуляторов с постоянным циклом затруднительно, поскольку, как известно, в них периодически оценивается сигнал ошибки регулирования и на основании этой информации формируется регулирующее воздействие с целью компенсации возмущений [10]. Это воздействие формируется в промежутке между двумя импульсами без учета предыстории. Однако возмущения, возникающие в технологических процессах, носят зачастую вероятностный характер и могут быть заданы лишь статистически. Кроме того, на сигнал ошибки регулирования может быть наложена помеха, существенно искажающая информацию о процессе. В итоге это может привести к резкому ухудшению качества процесса регулирования, а в отдельных случаях и к потере устойчивости системы. Следовательно, в

этих случаях целесообразно использовать для управления информацию за более длительное время.

В синтезируемом регуляторе использован периодический режим работы с постоянным циклом, начинающимся после появления возмущения. В каждом цикле контур регулирования замыкается на некоторое достаточно короткое время. При формировании регулирующего воздействия, в отличие от обычного дискретного интегрального регулятора, учитывается предыстория процесса, т.е. его характер в то время, когда система разомкнута. В этот период происходит оценка изменений сигнала ошибки относительно нулевого уровня.

В момент времени, когда система разомкнута и сигнал ошибки пересечет нулевое значение хотя бы один раз, очередной управляющий импульс не поступит на вход интегрирующего звена, хотя в момент замыкания контура регулирования этот импульс не равен нулю. Если за время размыкания системы сигнал ошибки не пересечет нулевое значение, то регулятор работает как обычный дискретный интегральный регулятор.

Синтезируемый регулятор с перестраиваемой структурой (рис. 5.22) состоит из узла памяти, вырабатывающего вспомогательные координаты η и ϑ , и логического устройства, которое в зависимости от сочетания знаков вспомогательных координат формирует логический закон управления [16]:

$$\begin{aligned} \varepsilon^* &= \varepsilon \cdot U, \\ U &= F \& H, \end{aligned}$$

где H – значение импульса окончания счета длительностью $t = T_{\text{зам}}$;

$$F = (M_{\eta} \bar{M}_{\vartheta} \vee \bar{M}_{\eta} M_{\vartheta}) \& R.$$

Здесь R – величина, характеризующая окончание цикла

$$M_{\eta} = (\eta \vee M_{\eta}) \& R; M_{\vartheta} = (\vartheta \vee M_{\vartheta}) \& R,$$

где $\eta = \text{sgn}(\text{sgn}(E - \varepsilon) + 1)$; $\bar{\vartheta} = \text{sgn}(\text{sgn}(\varepsilon + E) + 1)$.

При наличии возмущения, когда величина сигнала ошибки превышает пороговое значение E , одна из вспомогательных координат η или ϑ узла памяти воздействует на логическое устройство, которое по истечении некоторого наперед заданного времени $T_{\text{ц}}$ замыкает канал

регулирования на время $t = T_{\text{зам}}$. Канал регулирования оказывается замкнутым, и сигнал ошибки $\varepsilon(t)$ воздействует на интегрирующее звено, компенсируя возмущающее воздействие.

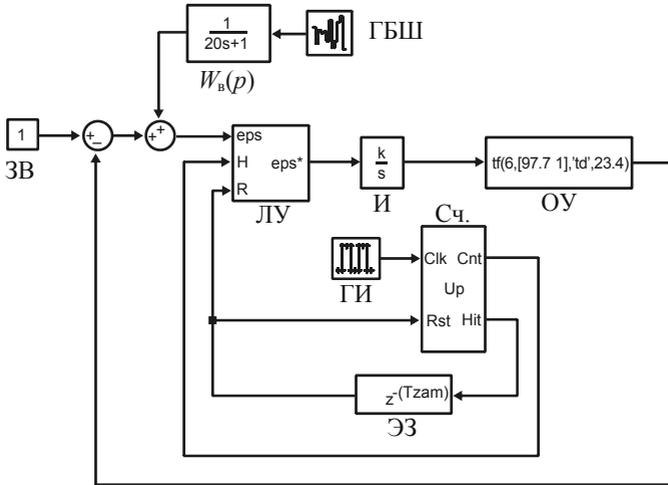


Рис. 5.22. Структурная схема системы с дискретным интегральным регулятором с переменной структурой: ОУ – объект управления; И – интегратор; ЛУ – логическое устройство; ГИ – генератор импульсов; Сч. – счетчик; ЭЗ – элемент задержки; ЗВ – задающее воздействие; $W_b(p)$ – передаточная функция по каналу возмущения; ГБШ – генератор белого шума

Если за промежуток времени $t = T_{\text{ц}}$ сигнал ошибки $\varepsilon(t)$ изменит знак, то появление второй вспомогательной координаты приведет к тому, что в момент окончания цикла канал регулирования по-прежнему будет разомкнут и сигнал ошибки не поступит на интегрирующее звено. Иными словами, это приведет к сбросу счетчика времени цикла. Циклы будут повторяться до тех пор, пока величина сигнала ошибки не станет меньше порогового значения E .

На рис. 5.23 приведен переходный процесс рассматриваемой системы $y(t)$ по каналу задающего воздействия при действии на ошибку регулирования не поддающихся измерению случайных возмущающих воздействий.

Применение рассматриваемого регулятора целесообразно, когда на сигнал ошибки налагается не поддающаяся измерению помеха, существенно искажающая информацию о процессе. Динамика изменения характеристик системы автоматического регулирования с интегральным дискретным регулятором с перестраиваемой структурой при действии возмущений приведена на рис. 5.24, а количественные показатели качества переходного процесса даны в табл. 5.9.

Т а б л и ц а 5.9

Оценки показателей качества переходного процесса в АСР с интегральным дискретным регулятором с перестраиваемой структурой

Показатели качества	Постоянная времени объекта T , с		
	50	97,7	150
ψ	1	1	1
A_{\max}	0,02	0,04	0,13
σ , %	2	4	13
t_p , с	352	402	703

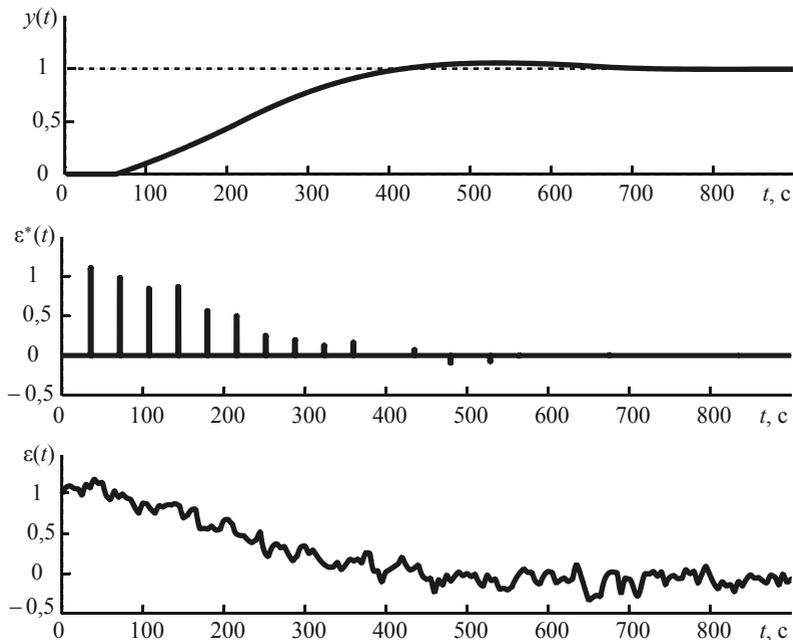


Рис. 5.23. Переходный процесс по каналу задающего воздействия

Таким образом, применение описанного регулятора снижает затраты на регулирование, поскольку регулирующее воздействие на объект поступает только в фиксированные промежутки времени, равные длительности импульсов, разрешающих регулирование, причем формирование закона регулирования происходит с учетом протекания переходного процесса в интервале между двумя импульсами. Исследования показали целесообразность применения разработанного регулятора при воздействии на сигнал ошибки помех, существенно искажающих информацию о технологическом процессе.

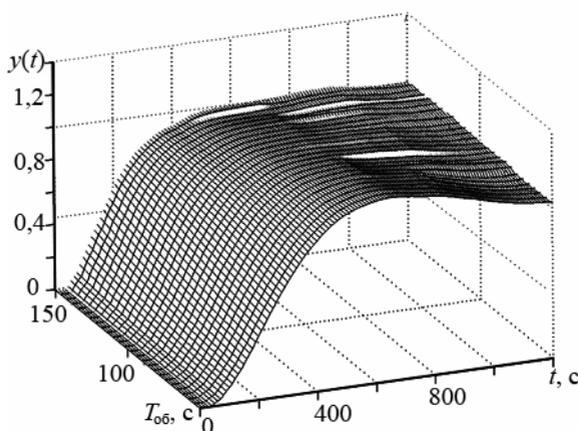


Рис. 5.24. Динамика изменения переходного процесса в системе автоматического регулирования при действии параметрических и высокочастотных координатных возмущений

5.8. РЕГУЛЯТОР КАЧЕСТВА ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

В системах с зависимостью динамики свойств объекта регулирования от внутренних координат технологического процесса могут существенно ухудшиться показатели качества переходного процесса. Это объясняется тем, что в системах автоматического регулирования с фиксированными настройками для подобных технологических процессов

качество переходного процесса изменяется в зависимости от возмущения и технологических режимов [10]. При некоторых технологических режимах изменение качества переходных процессов может существенно ухудшить показатели процесса.

Системы автоматического управления, которые в процессе своей работы изменяли бы слабо (в допустимых пределах) переходные процессы при изменении в широких пределах характеристик объекта, наиболее приемлемы для рассмотренных выше технологических процессов.

Требуемое качество переходного процесса характеризуется величиной затухания процесса регулирования. Оценка величины колебательности переходного процесса в регуляторе проводится путем сравнения сигнала ошибки за определенный фиксированный интервал времени (цикл исследования $T_{ц}$) с двумя последовательно включаемыми, противоположными по знаку, заданными пороговыми значениями E . Цикл исследования в рассматриваемом регуляторе начинается после превышения сигналом ошибки первого порогового значения.

Предлагаемый регулятор качества переходного процесса (см. рис. 5.25) работает следующим образом. Сигнал ошибки регулирования ε поступает на вход МЛМ, на основе которых построено логическое устройство и блок памяти, в задачи которого входит генерация внутренних переменных η и ϑ , а также запоминание их значений (M_{η} , M_{ϑ}) на время цикла исследования. Этот блок настроен так, что при пересечении сигналом ошибки первого (положительного) порогового значения возводится (становится равной 1) переменная η , а при пересечении второго (отрицательного) – переменная ϑ .

Цикл работы регулятора начинается после того, как переменная η станет равной единице. Сигнал поступает на вход логического устройства, которое подает команду для отсчета времени исследования. В течение этого времени определяется факт пересечения или непересечения сигналом ошибки второго порогового значения. Логическое устройство на весь период цикла исследования формирует выходной сигнал, равный логической единице, а по окончании цикла переходит в состояние

логического нуля. Сразу же после окончания исследования начинается цикл управления.

Характер управления определяет также логическое устройство. На его входы поступают переменные M_η и M_ϑ . В зависимости от их сочетания на выходе формируются значения 1, 0, либо -1 .

Передаточная функция замкнутой системы автоматического регулирования по каналу задающего воздействия выглядит следующим образом:

$$W_{з.с}(p) = \frac{W_{об}(p)W_n(p, k)}{W_{об}(p)W_n(p, k) + 1}. \quad (5.18)$$

Здесь $W_n(p, k) = k/p$ – передаточная функция интегрирующего звена в канале регулирования; $k = k_0 + \varphi$ – коэффициент передачи; k_0 – параметр начальной настройки; φ – решения дифференциального уравнения вида

$$T \cdot \varphi' = v, \quad (5.19)$$

где T – постоянная времени интегрирования; v – выходная величина логического устройства, принимающая к концу цикла исследования значение из множества $\{1, 0, -1\}$:

$$v = A + B \cdot (-1); \quad (5.20)$$

$$A = (M_\eta \vee M_\vartheta) \& \overline{(M_\eta \& M_\vartheta)}; B = M_\eta \& M_\vartheta; \quad (5.21)$$

$$M_\eta^{t+1} = [(\eta \vee M_\eta) \& R]^t; M_\vartheta^{t+1} = [(\vartheta \vee M_\vartheta) \& R]^t, \quad (5.22)$$

где $\eta = \text{sgn}(\text{sgn}(E - \varepsilon) + 1)$; $\bar{\vartheta} = \text{sgn}(\text{sgn}(E + \varepsilon) + 1)$; R – величина, характеризующая окончание цикла.

При разрешении управления сигнал с логического устройства поступает на интегрирующее звено. В зависимости от того, что пришло на его вход -1 , -1 или 0 , он увеличивает, уменьшает либо не изменяет коэффициент передачи интегрирующего звена в контуре регулирования системы.

По истечении времени, равного времени цикла исследования и времени замыкания, для изменения коэффициента передачи интегрирующего звена в контуре регулирования величины M_η и M_ϑ обнуляются ($R = 0$) и цикл повторяется заново.

Реализация описываемой системы автоматического регулирования, разработанной на базе МЛМ L - и V -структур, представлена на рис. 5.25.

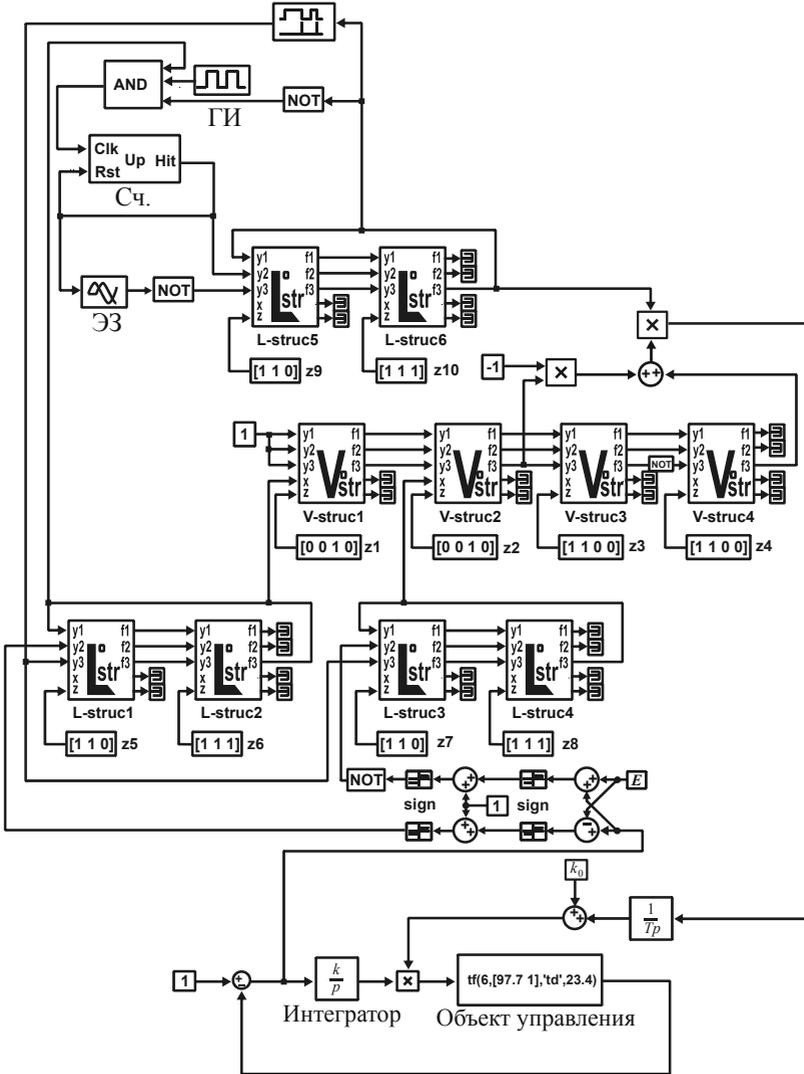


Рис. 5.25. Реализация в среде MatLab системы автоматического регулирования с регулятором качества переходного процесса

На рис. 5.26 приведена динамика процессов, протекающих в рассмотренной системе автоматического регулирования качества переходного процесса, при подаче на вход системы задающего воздействия $s(t)$:

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } \{0 \leq t < 3500, 5600 \leq t < 7500, 9500 \leq t < 11700, t \geq 14100\}, \\ 0 & \text{при } \{t < 0\}, \\ 1,5 & \text{при } \{3500 \leq t < 5600, 7500 \leq t < 9500, 11700 \leq t < 14100\}. \end{cases}$$

В процессе функционирования системы коэффициент передачи интегрирующего звена в контуре управления подстраивается под технологический объект регулирования исходя из заданных критериев качества. После процесса подстройки, при постоянных параметрах объекта регулирования, изменение коэффициента передачи k сопровождается пульсациями, связанными с протеканием периодических процессов исследования в регуляторе.

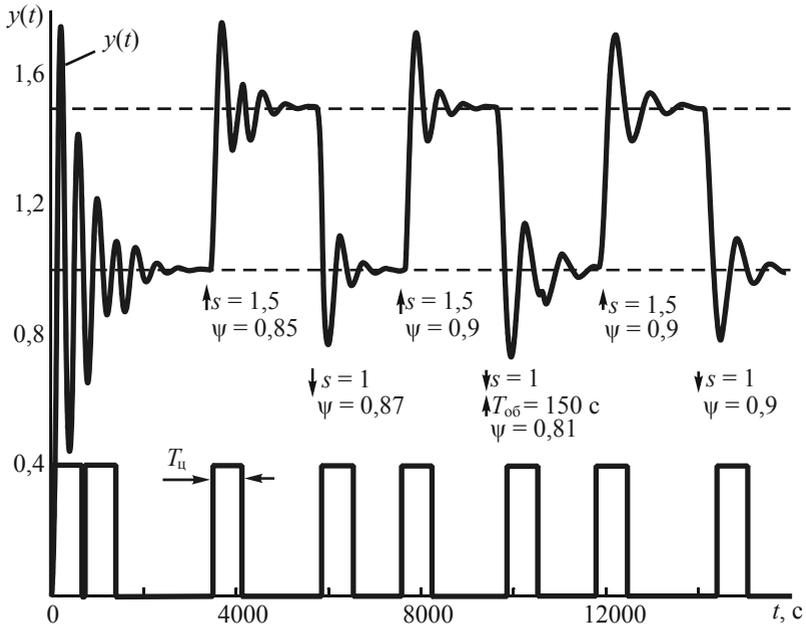


Рис. 5.26. Кривая разгона замкнутой системы при подаче задающего воздействия $s(t)$

Система автоматического регулирования качества переходного процесса показала хорошие результаты в процессе исследования, которые выявили, что он обладает способностью поддерживать на заданном уровне степень затухания и максимальную динамическую ошибку переходного процесса (рис. 5.27, табл. 5.10).

Т а б л и ц а 5.10

Оценка показателей качества переходного процесса в АСР
с регулятором качества при $\psi = 0,9$

Показатели качества	Постоянная времени объекта T , с		
	50	97,7	150
ψ	0,9	0,9	0,9
A_{\max}	0,314	0,31	0,313
σ , %	31,4	31	31,3
t_{ps} , с	560	770	1056

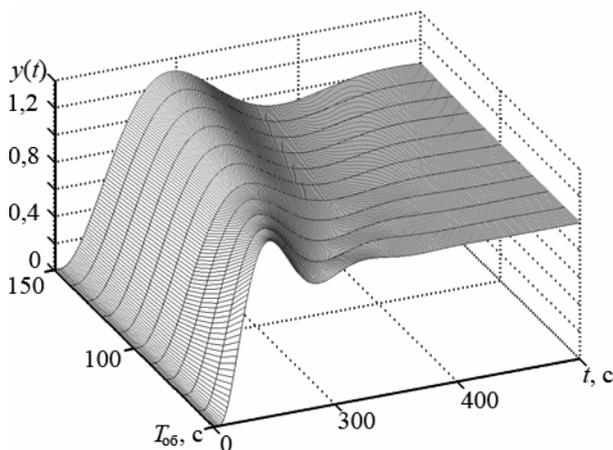


Рис. 5.27. Динамика изменения переходного процесса в АСР с регулятором качества при заданном $\psi = 0,9$

Таким образом, разработанный регулятор позволяет поддерживать показатели качества переходного процесса (степень затухания, перерегулирование) системы автоматического регулирования на заданном уровне, а также удерживать ошибку регулирования в заранее заданном диапазоне. Регулятор может применяться совместно с различными технологическими объектами, динамические характеристики которых ме-

няются как в узких, так и в широких пределах, в частности для регулирования давления газозводшной смеси в магистральном трубопроводе.

5.9. ВЫВОДЫ

Основной результат исследований, изложенных в данной главе, заключается в решении проблемы построения систем автоматического управления с перестраиваемой структурой на основе МЛМ. Устройства управления, базирующиеся на принципах перестраиваемых структур, реализуемых с помощью МЛМ, обладают следующими особенностями:

1. Системы автоматического регулирования, построенные на основе перестраиваемых структур, наделяют всю систему новыми качествами, такими как быстродействие; понижение порядка уравнения движения для всех траекторий, кроме асимптот; нечувствительность к вариациям параметров объекта и действию внешних сил.

2. Системы с перестраиваемой структурой, построенные на основе МЛМ, получают выигрыш по времени в процессе перестройки своей внутренней структуры; в простоте реализации на однотипных элементах; в построении адаптивных систем путем добавления контура адаптации, реализуемого достаточно просто благодаря специфике СПС и МЛМ.

3. Реальный скользящий режим сопровождается высокочастотными колебаниями в окрестности прямой скольжения s , что негативно сказывается на работе механических и электромеханических приводов, которые часто используются на практике в качестве силовых установок. Это обстоятельство делает ограниченным практическое использование классических СПС.

4. Применение модифицированных алгоритмов управления с перестраиваемой структурой позволяет использовать СПС совместно с механическими и электромеханическими приводами, при этом решается задача высококачественного управления.

5. Управляющее устройство, базирующееся на принципах перестраиваемости своей внутренней структуры, придает всей системе автоматического регулирования способность поддерживать на заданном уровне не только технологический параметр, но и динамику изменения его во времени, т.е. регулировать качество технологического процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Автоматизация* настройки систем управления / В.Я. Ротач, В.Ф. Кузищин, А.С. Ключев и др. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 272 с.
2. *Андык В.С.* Теория автоматического управления: Учебное пособие к практическим занятиям. – Томск: Изд-во ТПУ, 2004. – 108 с.
3. *Бесекерский В.А., Попов Е.П.* Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1972. – 768 с.
4. *Дорф Р., Бишоп Р.* Современные системы управления / Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2002. – 832 с.
5. *Емельянов С.В.* Системы автоматического управления с переменной структурой. – М.: Наука, 1967. – 336 с.
6. *Емельянов С.В., Коровин С.К.* Новые типы обратной связи. – М.: Наука, 1997. – 352 с.
7. *Каляев А.В.* Многопроцессорные системы с программируемой архитектурой. – М.: Радио и связь, 1984. – 240 с.
8. *Козлов Ю.М., Юсупов Р.М.* Беспорисковые самонастраивающиеся системы. – М.: Наука, 1969. – 456 с.
9. *Кориков А.М.* Основы теории управления: Учебное пособие. – 2-е изд. – Томск: Изд-во НТЛ, 2002. – 392 с.
10. *Математические модели технологических процессов и разработка систем автоматического регулирования с переменной структурой: Сборник трудов Гинцветмета № 21 / Под общ. ред. Б.Н. Петрова.* – М.: Металлургия, 1964. – 468 с.
11. *Прангивили И.В., Абрамова Н.А., Бабичева Е.В., Игнатуценко В.В.* Микроэлектроника и однородные структуры для построения логических и вычислительных устройств. – М.: Наука, 1967. – 228 с.
12. *Спицын А.В., Мазуров В.М.* Высококачественная адаптивная система управления с ПИ-регулятором // Изв. ТулГУ. – 1997. – Т. 1, вып. 2. – С. 11–17.
13. *Стефани Е.П.* Основы расчета настройки регуляторов теплоэнергетических процессов. – М.: Энергия, 1972. – 376 с.
14. *Уткин В.И.* Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981. – 368 с.
15. *Филипс Ч., Харбор Р.* Системы управления с обратной связью. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. – 616 с.
16. *Шидловский С.В.* Автоматизация технологических процессов и производств: Учебное пособие. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 100 с.
17. *Шидловский С.В.* Логическая система с перестраиваемой структурой в задачах управления технологическими процессами // Автотметрия. – 2005. – № 4. – С. 104–113.
18. *Шидловский С.В.* Теория автоматического управления: Учебное пособие. – Томск: Изд-во НТЛ, 2005. – 40 с.

19. Шидловский С.В. Ячейка однородной среды. Пат. РФ на изобретение № 2251140 // Б.И. – 2005. – № 12. – 9 с.

20. Шидловский С.В. Ячейка однородной среды. Пат. РФ на изобретение № 2251141 // Б.И. – 2005. – № 12. – 13 с.

21. Шульце К.П., Реберг К.Ю. Инженерный анализ адаптивных систем / Пер. с нем. – М.: Мир, 1992. – 280 с.