

# КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ ПРОМЫШЛЕННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИЕЙ

В.П.Войтенко

Черниговский государственный технологический университет

Украина, 14027, г. Чернигов, ул. Шевченко, 95, ЧГТУ, кафедра промышленной электроники

Тел. (0462) 94-01-34, E-mail: vvp@inel.stu.cn.ua

**Annotation** – The concept of designing of quasi-optimal industrial regulators with automatic parametric identification of object of control is offered. Such regulators allow receiving required accuracy of installation of the controlling parameter without overshoot and practically for minimum time. It is possible the automatic finding of the coefficients of a regulator which depend on parameters of used object of control.

**Key words** – optimal control, parametric identification, power converter.

## ВВЕДЕНИЕ

Теория построения оптимальных цифровых регуляторов [1] опирается на представление реальных объектов управления линейными математическими моделями с весьма сходной динамикой. Коэффициенты регулятора при этом, как правило, определяются параметрами модели, с одной стороны, а также характеристиками управляющего воздействия – с другой. Искомые параметры модели объекта управления традиционно получают на основании данных теоретических исследований, моделирования, а также экспериментов в лабораторных условиях. Такой подход, однако, допустим только в том случае, когда разрабатывается система управления для наперед заданного объекта управления [2]. Условия серийного производства промышленных регуляторов для широкого применения диктуют необходимость разработки алгоритмов оценивания параметров модели объекта управления (т.е. параметрической идентификации) в системе, которая уже полностью смонтирована. Поскольку эту процедуру необходимо производить максимально точно и объективно, целесообразна *автоматическая параметрическая идентификация* объекта управления, реализуемая за счет резидентных аппаратных и программных средств самого регулятора.

В процессе эксплуатации параметры реального объекта управления могут изменяться существенным образом как за счет относительно медленных факторов естественного износа и старения, так и вследствие определенных особенностей технологического процесса и, разумеется, разнообразных возмущающих факторов. Это обуславливает необходимость дополнительной оценки параметров модели и их корректировки в реальных эксплуатационных режимах объекта управления, что является задачей *адаптации* регулятора.

Те факторы, которые невозможно полностью или частично учесть на стадии проектирования регулятора (ошибки формирования управляющих воздействий и измерений, параметры высокого порядка, нелинейность объекта управления) могут быть скомпенсированы благодаря использованию принципа итераций, в соответствии с которым система управления реализует свою функцию путем нескольких приближений. Вследствие этого на практике уже нельзя говорить об истинно оптимальном регулировании, а, скорее, – о *квазиоптимальном*, т.е. приближающемся к оптималь-

ному. На структурном уровне подобная система строится по иерархическому принципу.

Данная статья посвящена обоснованию структуры системы управления для квазиоптимального промышленного регулятора, алгоритмов функционирования ее составляющих, а также сущности автоматической параметрической идентификации. *Практическая реализация предлагаемых регуляторов и алгоритмов их работы становится сегодня возможной за счет существенных достижений в области информационной и силовой электроники.*

## СТРУКТУРА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ ПРОМЫШЛЕННОГО РЕГУЛЯТОРА

В основе создания высококонкурентных товаров и полуфабрикатов лежат системы управления качеством продукции. Важнейшая составляющая такой системы – это автоматические регуляторы, используемые для контроля и управления производственным процессом. Критериями выбора регулятора выступают высокая точность задания и поддержания требуемого параметра, надежность функционирования, а также минимальное время и материальные ресурсы, затрачиваемое на регулирование. Не последнюю роль играет также минимизация пусконаладочных и эксплуатационных затрат. Единственный полностью возобновляемый ресурс, расходы на который оправданы в конечной цене изделия – это интеллектуальные затраты на разработку и создание новой техники.

Требования, предъявляемые современными технологическими процессами к качеству регулирования требуемого параметра в первом приближении можно охарактеризовать такими параметрами переходного процесса системы регулирования, как время установления, величина перерегулирования и мощность, затрачиваемая на управление. С этой точки зрения большой интерес представляют так называемые *оптимальные регуляторы*, позволяющие перевести объект управления из начального состояния в требуемое без перерегулирования за конечное и минимальное время.

Ограничение возможности повышения точности в одноканальных системах управления обуславливает целесообразность применения многоканальных систем, работающих по принципу грубого и точного регулирования [3]. Области применения таких систем постоянно расширяются в связи с неуклонным повышением требований к точности управления. В итера-

ционных системах процесс воспроизведения задающего воздействия осуществляется последовательными приближениями (итерациями), реализуемыми с помощью соответствующих каналов таким образом, что каждый последующий канал компенсирует ошибки предшествующих приближений.

Обеспечение высокой точности на практике выливается в необходимость построения *иерархической* системы управления, состоящей из некоторого количества локальных подсистем, каждая из которых решает задачу стабилизации требуемого производственного параметра в своем диапазоне ошибок. Иерархическая система управления в составе промышленного регулятора может быть построена по итерационному принципу и состоять из двух подсистем:

1) Система автоматического позиционирования (САП), основная задача которой – отработка заданного значения регулируемого параметра, а также грубых возмущений за минимальное время и без перерегулирования.

2) Система автоматического слежения (САС), предназначенная для удержания ошибки отработки заданного уровня параметра в пределах допуска при относительно медленных дестабилизирующих воздействиях (дрейф температуры окружающей среды изменение параметров объекта регулирования, старение элементов и т.п.).

Каждая из подсистем работает по своему собственному алгоритму, а переключение между ними производится в соответствии с их зонами функционирования (Рис. 1.).

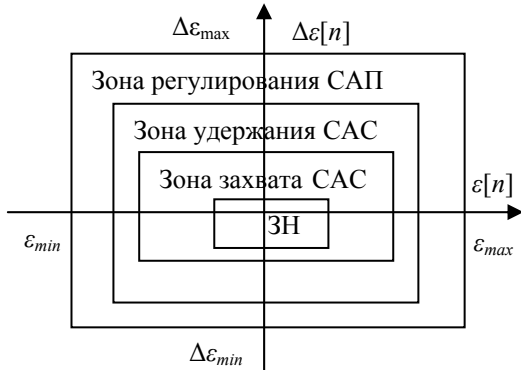


Рис. 1

Здесь  $\varepsilon[n] = \theta_z - \theta[n]$  – рассогласование по регулируемому параметру между заданным ( $\theta_z$ ) и текущим ( $\theta[n]$ ) значением;

$\Delta\varepsilon[n] = \varepsilon[n] - \varepsilon[n-1]$  – первая разность ошибки рассогласования.

Обеспечение устойчивости системы на практике выливается в необходимость задания также зоны нечувствительности (ЗН).

Конкретные значения  $\varepsilon_{max}$ ,  $\varepsilon_{min}$ ,  $\Delta\varepsilon_{max}$ ,  $\Delta\varepsilon_{min}$  для всех зон и алгоритм их задания могут быть определены по результатам теоретических и экспериментальных исследований.

#### ГИПОТЕЗА О МОДЕЛИ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

Объектом управления (ОУ) в производственном процессе может быть насос, нагреватель, вентилятор,

компрессор, электродвигатель и т.п., питаемый через силовой электрический преобразователь.

Регулятор в составе промышленной системы автоматического управления предназначен для формирования сигнала, подаваемого на ОУ с целью:

1) выхода на рабочий режим за минимальное время и с минимальным перерегулированием;

2) стабилизации параметра на заданном уровне при наличии дестабилизирующих воздействий (возмущений).

Рассмотрим простой пример, когда ОУ может быть представлен линейной моделью с передаточной функцией второго порядка вида:

$$G(p) = \frac{\rho e^{-p\tau}}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)}. \quad (1)$$

На Рис. 2 представлены переходные процессы в объекте управления вида (1) в разомкнутой системе.

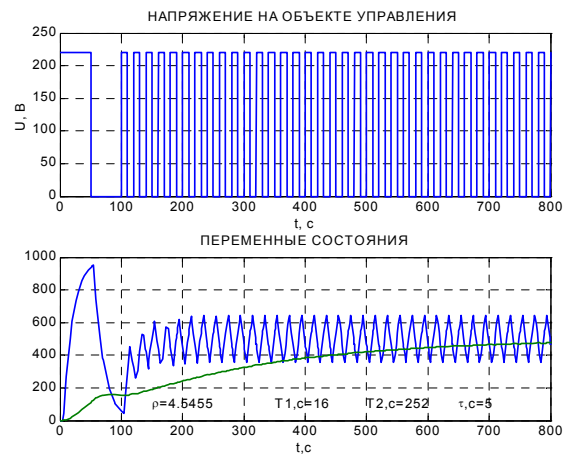


Рис. 2

Переходные процессы в объекте построены в предположении, что система дестабилизирующие факторы отсутствуют, а входное воздействие  $U(t)$  жестко задано программно. На Рис. 2 использованы следующие обозначения:

- $x_1$  – сигнал на выходе первого звена (1);
- $x$  – сигнал на выходе второго звена.

Многочисленные эксперименты с разнообразными производственными установками свидетельствует о том, что характер отклика реальных объектов на аналогичный тестовый сигнал соответствует отклику, представленному на Рис. 2, разумеется, – с учетом конкретных количественных параметров как воздействия, так и самого ОУ (амплитудных, а также временных). Можно привести достаточно подробное обоснование фактических данных, которое в каждом конкретном случае будет базироваться на описании физических свойств реальных объектов. Однако при проектировании универсальных регуляторов, сфера применения которых изначально неизвестна, подобная детализация излишня. В дальнейшем будем опираться на предположение о том, что существует широкий класс разнообразных производственных объектов управления, которые в первом приближении могут быть представлены в виде линейных моделей второго порядка, содержащих звено транспортного запаздывания.

Определение параметров модели (1) составляет задачу параметрической идентификации.

### ПРОБЛЕМА ПОСТРОЕНИЯ РЕГУЛЯТОРА

Наиболее популярным промышленным регулятором является ПИД-регулятор. Важнейшая проблема, возникающая при его использовании – это выбор коэффициентов регулирования, которые могут обеспечить желаемый переходный процесс. С целью минимизации субъективизма при выборе параметров регулятора и повышения стойкости системы к различным дестабилизирующим факторам используются весьма изощренные модификации ПИД-алгоритма. Тем не менее, предлагаемые решения остаются слишком далекими от оптимальных, как по качеству переходного процесса, так и по затратам на управление. При необходимости *автоматической* настройки регулятора в уже смонтированной системе проблемы часто становятся неразрешимыми вовсе.

Наибольший интерес вызывают оптимальные регуляторы. Однако, вследствие неадекватности моделей реальным объектам управления, на практике уже нельзя говорить об истинно оптимальном регулировании, а, скорее, – о *квазиоптимальном*, т.е. близком к оптимальному.

Функциональная схема цифровой САУ на базе микроконтроллера представлена на Рис. 3.

САУ содержит следующие основные узлы:

ПУ – пульт управления для ручного задания кода параметра на уровне  $\theta_z$ ;

ЦР – цифровой регулятор;

ШИМ – широтно-импульсный модулятор;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

СП – силовой преобразователь;

ДОС – датчик обратной связи;

ОУ – объект управления.

Основные сигналы в цифровой САУ:

$\theta_z$  – код заданного значения регулируемого параметра;

$\varepsilon[n]$  – код ошибки по регулируемому параметру;

$v[n]$  – позиционный код управления;

$Q(t)$  – сигнал мощности управления;

$u_c(t)$  – сетевое напряжение;

$u(t)$  – напряжение на объекте управления;

$\theta_0(t)$  – «истинное» значение параметра;

$\theta(t)$  – аналоговый сигнал с датчика;

$\theta[n]$  – код регулируемого параметра с датчика обратной связи.

Цифровой регулятор по коду ошибки по регулируемому параметру  $\varepsilon[n]$  в течение этапов регулирования, называемых *шагами*, вырабатывает постоянные позиционные коды управления  $v[n]$ , которые с помощью ШИМ превращаются в последовательность импульсов с кусочно-постоянными уровнями сигнала мощности управления  $Q(t)$ , лежащими в диапазоне от 0 до 100%. Силовой преобразователь в простейшем случае представляет собой электронный ключ, который из сетевого напряжения  $u_c(t)$  формирует напряжение на объекте управления  $u(t)$ . Это напряжение является сигналом с широтно-импульсной модуляцией, причем коэффициент заполнения в точности равен  $Q(t)$ . Мгновенное значение напряжения на объекте

управления либо совпадает с напряжением сети (ключ замкнут), либо равняется нулю (ключ разомкнут).

Все существующие типы цифровых регуляторов отличаются алгоритмом формирования управляющего сигнала  $v[n]$ , а также качеством переходного процесса и величиной остаточной ошибки в установившемся режиме. Если известна передаточная функция ОУ и ее порядок не слишком высок (не более третьего), то возможно построение оптимального цифрового регулятора. Так, объект управления с передаточной функцией вида

$$G(p) = \frac{\alpha}{(p+a)(p+b)} \quad (2)$$

из исходного состояния  $\theta[0]$  можно перевести в конечное состояние  $\theta_z$  за два шага дискретизации длительностью  $h_p$  каждый. Оптимальный цифровой регулятор при единичном ступенчатом воздействии на входе системы формирует следующие управляющие воздействия на входе объекта управления [4]:

$$\begin{aligned} Q_0 &= K_0 \text{Err}[0]; \\ Q_1 &= K_1 \text{Err}[0] = (1 - A - B)K_0 \text{Err}[0]; \\ Q_v &= K_2 \text{Err}[0] = \frac{ab}{\alpha} \text{Err}[0], \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\text{Err}[0] = \theta_z - \theta[0]$  – ошибка на входе системы в начале регулирования;

$\theta_z$  – заданное значение регулируемого параметра;

$\theta[0]$  – исходное значение параметра;

$$K_0 = \frac{ab}{\alpha(1-A)(1-B)}; v \geq 2;$$

$$A = e^{-ah_p}; B = e^{-bh_p}.$$

Модуль коэффициента передачи силового преобразователя в первом приближении можно определить следующим образом

$$K_{PWM} = \frac{Q_m}{U}, \quad (4)$$

где  $Q_m$  – максимальный коэффициент заполнения (обычно – 100%);

$U$  – среднеквадратическое значение сетевого напряжения.

На практике чаще используется форма записи передаточной функции объекта управления (1), а не (2). Взаимную связь этих выражений можно установить следующим образом:

$$\begin{aligned} a &= 1/T_1; b = 1/T_2; \\ \rho &= \frac{\alpha}{ab} = \alpha T_1 T_2; \alpha = \frac{\rho}{T_1 T_2}. \end{aligned} \quad (5)$$

С учетом (4) и (5) получим значения коэффициентов оптимального цифрового регулятора в более удобной для практики форме (6). Данные коэффициенты зависят от параметров объекта регулирования, сетевого напряжения, а также от длительности шага регулирования  $h_p$ . Последняя выбирается исходя из уровня максимально допустимого воздействия и требуемого диапазона регулирования параметра объекта [2].

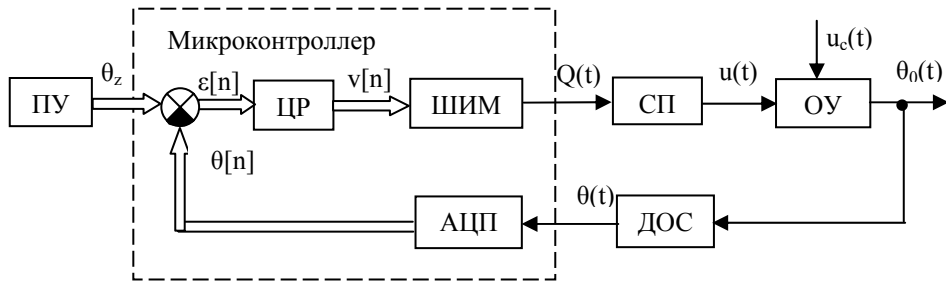


Рис. 3

$$\begin{aligned}
 K_0 &= \frac{K_2}{(1-A)(1-B)}; \\
 K_1 &= \frac{K_2(1-A-B)}{(1-A)(1-B)}; \\
 K_2 &= \frac{K_{PWM}}{\rho} = \frac{Q_m}{\rho U}.
 \end{aligned}
 \quad (6)$$

#### СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ (САП)

Из (6) следует, что если выбран шаг регулирования  $h$  и известно значение  $K_2$ , то синтез оптимального регулятора не представляет особой сложности. Результаты моделирования переходных процессов в объекте управления, когда на его вход подано жестко заданное программно оптимальное управляющее воздействие (ШИМ-напряжение), представлены на Рис. 4. Использован тот же объект регулирования, что и в предыдущем примере (Рис. 2). Система разомкнута, дестабилизирующие факторы отсутствуют.

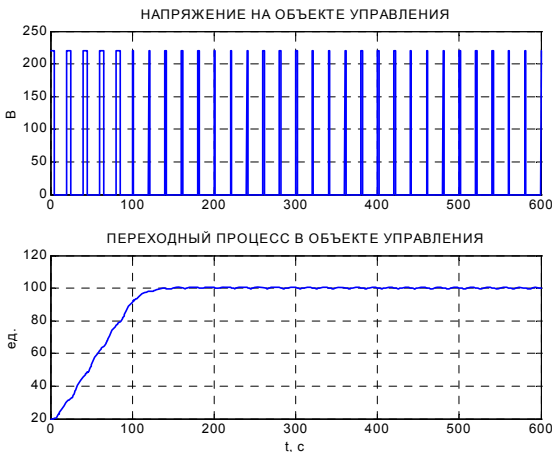


Рис. 4

Алгоритм работы САП представляет собой последовательный вывод трех управляющих воздействий на объект управления:

- 1)  $Q[n]=K_0 \cdot Err[0]+Q_N$  в течение 1-го шага регулирования  $h$ ;
- 2)  $Q[n+1]=K_1 \cdot Err[0]+Q_N$  в течение 2-го шага регулирования  $h$ ;
- 3)  $Q[N]=K_2 \cdot Err[0]+Q_N$  остальное время (вплоть до включения системы автоматического слежения).

Здесь  $Q_N$  – интегральная составляющая управляющего воздействия, обусловленная неравновесными

условиями в ОУ. Если ОУ находится в состоянии равновесия с окружающей средой, то  $\theta = \theta_z = \theta_{окр}$  и  $Q_N = 0$ .

#### СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ (САС)

Основными источниками ошибок слежения и неустойчивости системы являются следующие факторы:

1) остаточная ошибка позиционирования  $|ERR_{SAP}| < \varepsilon_{SAP}$ , где  $\varepsilon_{SAP}$  – зона нечувствительности САП.  $ERR_{SAP}$ , фактически, – это ошибка (рассогласование) по каналу задания. Алгоритм обработки этой ошибки идентичен алгоритму работы САП, однако, ввиду малости  $ERR_{SAP}$ , возможно сокращение шага регулирования САС  $h_c$  по сравнению с шагом САП  $h_p$ ;

2) нестабильность питающего напряжения  $u_c(t)$  (амплитуды, частоты, начальной фазы), вызывающая ошибку по первому каналу возмущения. В прецизионной системе возможно использование дополнительного контура обратной связи с измерением напряжения питания силового ключа;

3) ненулевые начальные условия в объекте управления, вызванные ошибками идентификации при определении коэффициента регулятора  $K_2$ ;

4) скачкообразные изменения основных характеристик объекта управления (амплитудных  $\rho$  и динамических  $T_i$ ), вызванных, например, вносом или выносом в зону нагрева дополнительных объектов. Примем условно в качестве второго канала возмущения;

5) плавные (суточные, годовые, климатические) изменения того параметра окружающей среды  $T_o(t)$ , который совпадает с регулируемым (температура, давление, влажность) – третий канал возмущения;

6) амплитудные и динамические погрешности нелинейности и неустойчивости датчиков обратной связи. Могут быть частично скомпенсированы по соответствующим алгоритмам;

7) погрешности АЦП, а также конечная разрядность обрабатываемых микроконтроллером чисел, конечная точность формирования временных интервалов и длительность командного цикла и т.п.

В установившемся режиме при  $\Delta\theta = 0$  цифровой регулятор должен выдавать сигнал мощности  $Q_N$  такой, который обеспечит установление регулируемого параметра на выходе объекта  $\theta_y$ , равным по величине заданию  $\theta_z$ . Этому соответствует конкретное значение действующего напряжения  $U_y$ , формируемое ЦР следующим образом:

$$Q_N = K_2 (\theta_{oy} - \theta_{окр}) = K_2 (\theta_z - \theta_{окр}). \quad (7)$$

Вследствие неидеальности САП, а также в результате воздействия дестабилизирующих факторов возникает ошибка установления требуемого параметра

$$ERR[0] = \theta_z - \theta_{oy}. \quad (8)$$

Индекс «0» подчеркивает тот факт, что данная ошибка измеряется в начале нулевого шага, т.е. – однократно в цикле слежения. Алгоритм САС ориентирован на уменьшение модуля этой ошибки до значения, определяемого требуемой точностью работы системы в целом.

Первым и чрезвычайно ответственным этапом алгоритма САС является выбор шага регулирования  $h_c$ . При этом возможны два альтернативных подхода:

1) использование шага, по длительности равного шагу регулирования системы автоматического слежения, т.е.  $h_c = h_p$ . Достоинством данного подхода является широкая зона регулирования САС, совпадающая с зоной работы САП, а также идентичный алгоритм работы двух систем, что позволяет сэкономить память микропроцессорной системы. Существенный недостаток принятого выбора – сравнительно низкое быстродействие, особенно ярко ощущаемое при отработке малых ошибок установления.

2) выбор шага САС, более короткого, чем у САП, т.е.  $h_c < h_p$ . Это обеспечивает более быстрый отклик на сравнительно небольшие ошибки рассогласования  $ERR[0]$  и, соответственно, более высокое быстродействие системы в целом.

Длительность шага регулирования САС можно выбрать по следующей формуле:

$$h_c = T_{PWM} + \text{int} \left( 0,1 \cdot \frac{h_p}{T_{PWM}} \right), \quad (9)$$

где  $T_{PWM}$  – период работы ШИМ.

Таким образом, интервал времени, необходимый для отработки начальной ошибки, может сократиться вплоть до девяти раз. При больших ошибках, однако, САС будет работать многократно, циклически приближаясь к зоне своей нечувствительности.

На следующем, после выбора шага  $h_c$ , этапе работы САС необходимо рассчитать коэффициенты регулятора:

$$K_{0c} = \frac{K_2}{(1-C)(1-D)}; \quad (10)$$

$$K_{1c} = K_{0c}(1-C-D),$$

где  $C = e^{-\frac{h_c}{T_1}}$ ;  $D = e^{-\frac{h_c}{T_2}}$ ;

$T_1$  и  $T_2$  – постоянные времени объекта регулирования.

Алгоритм вычисления следящих воздействий на первых двух шагах регулирования и в последующем аналогичен САП:

$$Q_{0c} = \theta_z K_{0c} - \theta_{oy} (K_{0c} - K_2) - \theta_{okr} K_2;$$

$$Q_{1c} = \theta_z K_{1c} - \theta_{oy} (K_{1c} - K_2) - \theta_{okr} K_2; \quad (11)$$

$$Q_N = (\theta_z - \theta_{okr}) K_2.$$

Уровень воздействия должен принадлежать диа-

пазону допустимых значений:

$$0 \leq Q_{0c} \leq Q_m; \quad 0 \leq Q_{1c} \leq Q_m; \quad 0 \leq Q_N \leq Q_m. \quad (12)$$

где  $Q_m = \mu 100$  – предельное допустимое для конкретного объекта управления воздействие;

$\mu \leq 1$  – коэффициент запаса.

Ситуация  $Q_{0c} < 0$  может возникнуть, если параметр объекта регулирования превышает параметр задания вследствие перерегулирования, причем текущая ошибка составляет величину

$$|ERR[0]| > \frac{(\theta_{oy} - \theta_{okr}) K_2}{K_{0c}}$$

или

$$\theta_{oy} > \frac{\theta_z K_{0c} - \theta_{okr} K_2}{K_{0c} - K_2}. \quad (13)$$

(13) определяет зону «быстрого» (т.е. – за один цикл слежения) регулирования САС «сверху», когда текущее значение параметра объекта управления  $\theta_{oy}$  превышает заданное значение  $\theta_z$ . В этом случае по условию  $Q_{0c} = 0$  из первого равенства в (11), можно найти скорректированное задание на слежение «сверху». Сходным образом можно определить расчетные соотношения для других нарушений условия (12). При таких начальных условиях работы САП процедура слежения итерационно повторяется не менее двух раз, что, разумеется, увеличивает время установления системы. В качестве примера на Рис. 5 показаны временные диаграммы отработки системой автоматического слежения начального рассогласования  $ERR[0] = -10$ . В первом цикле  $\theta_{z0} = 106$ , а к началу второго параметр объекта достигает величины  $\theta_{oy} = 106,5$ . После второго цикла работы САС наступает третий, в результате которого параметр оказывается в допустимых границах, а уровень выходного воздействия остается неизменным. Таким образом, время отработки начального рассогласования составляет  $t_{y0} = 3 \cdot (2h_c)$ .

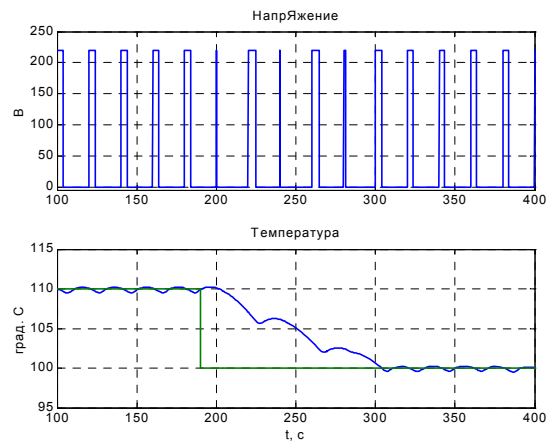


Рис. 5

На Рис. 6 показаны временные диаграммы отработки системой автоматического слежения начального рассогласования  $ERR[0] = +20$ . Отработка начальной ошибки производится за два цикла слежения, т.е. за время  $t_{y1} = 2 \cdot (2h_c)$ .

Таким образом, квазиоптимальный регулятор позволяет решить центральную проблему, а именно – достижение заданного значения регулируемого пара-

метра с требуемой точностью при минимальном пере-  
регулировании.

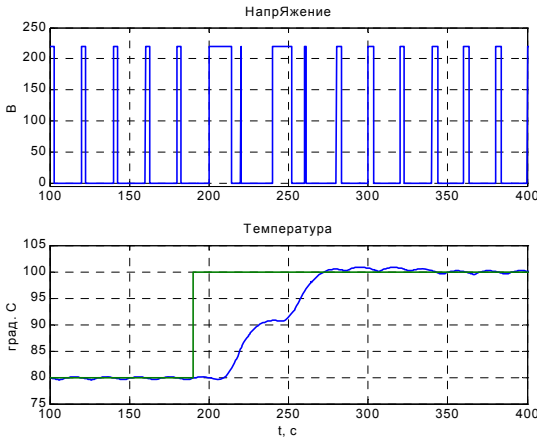


Рис. 6

### ИДЕНТИФИКАЦИЯ

Сущность параметрической идентификации заключается в многоэтапном процессе автоматической настройки регулятора после его монтажа на реальном объекте управления. Данный процесс включает в себя предварительное тестирование объекта с помощью соответствующего воздействия, оценку его параметров, торможение, пробное позиционирование, уточнение параметров и, наконец, – окончательное позиционирование с переходом к стабилизации. После завершения параметрической идентификации найденные параметры заносятся в базу данных регулятора, ключевой записью которой является код конкретного объекта управления.

При повторных запусках регулятора с этим же объектом (что на этапе инициализации системы выясняется по считанному коду) последовательность всех этапов идентификации обычно не требуется. Нелинейности реальных объектов требуют подстройки только амплитудных характеристик регулятора, которые, в свою очередь, зависят от уровня задания регулируемого параметра. Таким образом, для данного объекта управления база данных регулятора может иметь несколько значений коэффициентов регулирования, перекрывающих диапазон регулирования. Классификационным признаком для записей базы данных является уровень задания  $\theta_z$ .

В качестве тестирующего воздействия предлагается использовать импульс максимальной мощности:

$$u(t) = E_m [1 - 1(t - t_1)], \quad (14)$$

где  $t_1$  – длительность импульса;

$E_m$  – амплитуда импульса.

Отклик идентифицируемого объекта (1) на импульс напряжения (14)

$$\theta(t) = E_m \rho \left[ 1(t - \tau) + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau}{T_2}} - 1(t - \tau - t_1) - \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau-t_1}{T_1}} + \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t-\tau-t_1}{T_2}} \right] + \theta_{окр}. \quad (15)$$

Момент окончания идентифицирующего воздействия  $t_1$  можно привязать к достижению регулируемым параметром объекта управления какого-то наперед заданного значения. Предположим, что это значение определено следующим образом:

$$\theta_1 = \frac{\theta_z - \theta_{окр}}{e} + \theta_{окр}, \quad (16)$$

где  $\theta_z$  – заданный уровень позиционирования.

Тогда из (15) для  $t \leq t_1$  находим

$$\theta_1 = \frac{Q_m}{K_2} \left[ 1(t_1 - \tau) + \frac{T_1}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t_1-\tau}{T_1}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1} e^{-\frac{t_1-\tau}{T_2}} \right] + \theta_{окр}. \quad (17)$$

Выбор шага регулирования можно произвести исходя из ограничения воздействия ( $Q_m \leq 100\%$ ), которое достигает максимального значения на нулевом шаге позиционирования.

Оценку коэффициента интегральной составляющей  $K_2$  можно получить по (17), исходя из рассчитанного значения регулируемого параметра  $\theta_1$  в измеренный момент окончания идентифицирующего воздействия, а также – исходя из оценок  $\tau$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ :

### ВЫВОДЫ

1. Сформулирована актуальная задача проектирования адаптивных квазиоптимальных регуляторов с автоматической параметрической идентификацией объекта управления.

2. Предложена структура иерархической системы управления для промышленного регулятора, состоящая из двух подсистем: автоматического позиционирования и автоматического слежения.

3. Для широкого класса разнообразных реальных объектов управления получены значения коэффициентов регулирования оптимального цифрового регулятора в удобной для практики форме.

4. Проанализированы источники ошибок слежения и разработаны алгоритмы работы систем автоматического позиционирования и слежения.

5. Предложен подход к параметрической идентификации объекта управления, базирующийся на формировании тестового воздействия в виде импульса максимальной мощности определенной длительности.

[1] Ю.Ту. Современная теория управления: Пер. с англ. Я.Н.Гибадулина, под ред. В.В.Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1971. – 472с.

[2] А.И.Денисов, В.П.Войтенко. Микропроцессорное управление импульсным преобразователем в системе точного позиционирования// Технічна електродинаміка, тем. випуск “Проблеми сучасної електротехніки”. – Київ, 2000, ч. 4. – С. 34 – 37.

[3] Кузнецов Б.И. и др. Микропроцессорное управление многоканальными системами высокой точности/ Б.И.Кузнецов, В.Е.Сергеев, В.М.Чернышев.- К.: Техніка, 1990.– 208с.

[4] В.И.Гостев Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник.– К.: Техніка, 1990.– 280с.

*Предложена концепция построения квазиоптимальных промышленных регуляторов с автоматической параметрической идентификацией объекта управления. Такие регуляторы позволяют получить требуемую точность установления регулируемого параметра без перерегулирования практически за минимальное время. При этом возможно автоматическое определение коэффициентов регулятора в зависимости от параметров используемого объекта управления.*

*The concept of designing of quasi-optimal industrial regulators with automatic parametric identification of object of control is offered. Such regulators allow receiving required accuracy of installation of the controlling parameter without overshoot and practically for minimum time. It is possible the automatic finding of the coefficients of a regulator which depend on parameters of used object of control.*

*Найти*

*ПЕРЕХОДНЫЙ ПРОЦЕСС В ОБЪЕКТЕ УПРАВЛЕНИЯ*