

## Алгоритмы ускоренной автоматической настройки регуляторов с оценкой модели объекта по его реакции на импульсное воздействие и в режиме автоколебаний

© 2014 г. Кузищин В.Ф., Царев В.С.

Национальный исследовательский университет “Московский энергетический институт”<sup>1</sup>

e-mail: kuzishchinv@yandex.ru

Рассматривается задача автоматической настройки регуляторов (АНР) в действующей системе регулирования. Для этапа предварительной настройки регуляторов предлагаются два способа ускоренного определения параметров модели с выполнением расчетов модели объекта и оптимальных параметров регулятора в реальном времени: на основе экспериментального исследования реакции объекта на импульсное воздействие и по двум периодам автоколебаний, возбуждаемых с помощью режима двухпозиционного регулирования. Для настройки ПИД-регулятора используется алгоритм расчета по косвенным частотным показателям оптимальности. Приведены результаты проверки работоспособности метода в системе с промышленным контроллером.

**Ключевые слова:** автоматическая настройка регулятора, импульсное воздействие, автоколебания, релейный элемент, исполнительный механизм постоянной скорости, ПИД-регулятор, частотные показатели оптимальности.

DOI: 10.1134/S0040363614040043

Гарантированный оптимум настройки действующих автоматических систем регулирования (АСР) [1, 2] можно обеспечить только на основе контроля их текущих характеристик и показателей качества работы с использованием итерационных алгоритмов последовательного приближения к оптимуму. При этом математическая модель объекта, применяемая для расчета очередного приближения к оптимуму, должна отвечать требованиям системного подхода. В частности, система с моделью объекта и расчетным алгоритмом регулирования должна иметь такие же характеристики, что и действующая система с реальным регулятором и реальным объектом управления (по меньшей мере, в области резонансной частоты замкнутой системы). Для этого рекомендуется получать модель объекта как эквивалентную часть системы, определяемую из экспериментальной характеристики действующей системы путем пересчета (исключения идеализированной характеристики регулятора). Так, комплексная частотная характеристика (КЧХ) эквивалентного объекта может быть определена по экспериментальной КЧХ замкнутой системы пересчетом на характеристику разомкнутой системы и последующей операцией деления на расчетную КЧХ регулятора.

На основе этого подхода разработано несколько вариантов алгоритмов автоматизированной и

автоматической настройки регуляторов, которые используются во многих промышленных контроллерах (Протар, Минитерм, Ремиконт Р-130 и др.). Для правомочности применения частотных методов рекомендуется на время активной идентификации системы устанавливать минимальную зону нечувствительности регулятора и допустимо высокий уровень сигнального воздействия в целях обеспечения достаточного соотношения между амплитудой колебаний сигнала согласования и зоной нечувствительности регулятора, что в некоторых случаях может встретить ограничения технологического характера, в частности, по уровню воздействия.

Продолжительность настройки АСР при использовании итерационных методов с контролем характеристик действующей системы может оказаться достаточно большой, особенно при первоначальной ее настройке, что затрудняет практическое применение итерационных методов. С этой целью была предложена организация настройки АСР в два этапа: предварительная настройка по упрощенной, но ускоренной методике и уточнение настройки по полной методике на заключительной стадии (по необходимости).

В статье предлагаются два метода ускоренной АНР, которые могут рассматриваться как варианты этапа предварительной настройки. Обычно качество работы АСР при этом оказывается до-

<sup>1</sup> 1111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14. НИУ МЭИ.

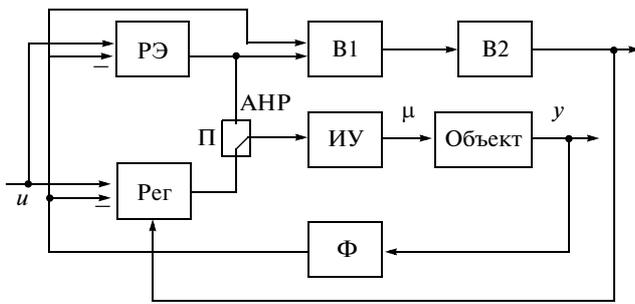


Рис. 1. Структурная схема АСР с автоматической настройкой регулятора.

$y$  – регулируемая величина;  $u$  – сигнал задания;  $\mu$  – регулирующее воздействие на объект; ИУ – исполнительное устройство;  $\Phi$  – фильтр для сглаживания пульсаций сигнала  $y$ ; Пер – регулятор; РЭ – релейный элемент; В1 – вычислитель параметров модели объекта; В2 – вычислитель параметров регулятора; П – переключатель режима

статочно высоким, вследствие чего этап уточнения с использованием полного итерационного алгоритма можно исключить. В обоих случаях на время настройки для идентификации объекта вместо расчетного ПИД-алгоритма включается алгоритм двухпозиционного регулирования с помощью релейного элемента (РЭ) с гистерезисом, как это показано на структурной схеме системы (рис. 1).

Модуль регулирования совместно с исполнительным устройством реализует расчетный ПИД-закон регулирования. Переключатель служит для выбора режима: АНР или работа системы регулирования. В вычислительном блоке В1 определяется математическая модель объекта, а в вычислительном блоке В2 – проводится расчет оптимальной настройки регулятора.

Для модели объекта используется передаточная функция второго порядка с запаздыванием, в которой имеются четыре свободных коэффициента  $\{K_{об}, T_1, T_2, \tau\}$  или  $\{K_{об}, T_1, \beta, n\}$ :

$$W_{об}(p) = \frac{K_{об} \exp(-p\tau)}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} = \frac{K_{об} \exp(-\beta T_1 p)}{(T_1 p + 1)(n T_1 p + 1)}, \quad (1)$$

где  $\beta = \tau/T_1$ ;  $n = T_2/T_1$ .

Первый способ автонастройки регуляторов (АНР-1) основан на определении модели объекта по его реакции на импульсное воздействие с расчетом во временной области (по первой волне автоколебаний). Во втором способе (АНР-2) определение модели объекта производится по двум периодам автоколебаний частотными методами.

### Определение модели объекта при импульсном воздействии (АНР-1)

Перед включением режима АНР-1 система должна находиться в состоянии близком к стационарному при ручном управлении. Это условие

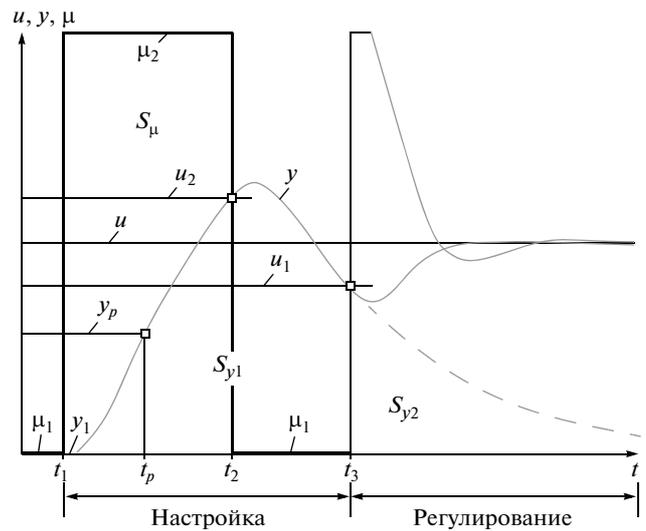


Рис. 2. Графики процессов при настройке с использованием импульсного воздействия на объект

ограничивает применение рассматриваемого метода. Однако оно должно выполняться только в течение непродолжительного времени, что делает возможным его реализацию во многих практических случаях. Если существуют препятствия в создании стационарного состояния, то более подходящим является вариант ускоренной настройки с определением модели объекта по двум периодам автоколебаний (АНР-2), который рассматривается в следующем разделе статьи.

В момент включения алгоритма АНР-1 начальные значения выхода объекта  $y_1$  и регулятора  $\mu_1$  запоминаются:  $y_1 = y(t_1)$ ;  $\mu_1 = \mu(t_1)$ . Типичные графики процессов при настройке по алгоритму АНР-1 показаны на рис. 2.

В режиме АНР для идентификации объекта вместо регулятора включается двухпозиционный РЭ с гистерезисом (см. рис. 1), характеристика которого (совместно с ИУ) описывается следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \text{если } y < u_1, \text{ то } \mu &= \mu_2; \\ \text{если } y > u_2, \text{ то } \mu &= \mu_1; \\ \text{если } u_1 \leq y \leq u_2, \text{ то } \mu_k &= \mu_{k-1} \end{aligned} \quad (2)$$

(сохраняется предыдущее значение).

Задание  $u$  устанавливается на уровне, отличающемся от  $y_1$  на допустимо большее значение с учетом технологических ограничений. Пороги переключения  $u_1$  и  $u_2$  устанавливаются в зависимости от значений  $u$  и  $y_1$ :

$$u_1 = u - h; \quad u_2 = u + h, \quad (3)$$

где  $h = 0.2(u - y_1)$ .

Размах выходного сигнала  $d\mu = \mu_2 - \mu_1$  релейного элемента задается достаточно большим, чтобы уменьшить влияние помех. Кроме того, для повы-

шения помехозащищенности в цепи сигнала регулируемой переменной применяется фильтр (аперриодическое звено) с постоянной времени  $T_f$ .

В момент времени  $t_1$  (см. рис. 2) при переводе системы в режим АНР выходной сигнал РЭ (вход объекта) переходит с нижнего уровня  $\mu_1$  на верхний уровень  $\mu_2$  (при  $u > y_1$ ). Выходной сигнал объекта  $y$  начинает изменяться по графику кривой разгона. В момент времени  $t_2$  при переходе сигналом  $u$  через верхний порог  $u_2$  выходной сигнал РЭ возвращается на исходный уровень  $\mu_1$ , т.е. воздействие на объект имеет вид прямоугольного импульса, продолжительность которого составляет  $T_{imp} = t_2 - t_1$ .

При  $t > t_2$  выход объекта изменяется по графику свободного движения.

В момент времени  $t_3$  при переходе сигналом  $u$  нижнего порога  $u_1$  (при  $y < u_1$ ) этап активной идентификации объекта завершается, а оставшаяся “хвостовая” часть свободного движения переменной  $y(t)$  определяется аналитически путем аппроксимации экспонентой с начальным значением  $u_1$  и начальной скоростью, измеренной в момент времени  $t_3$ . Этим достигается сокращение времени идентификации объекта и настройки регулятора в целом. В этот же момент времени  $t_3$  выполняются расчет параметров регулятора по модели объекта и перевод системы в режим ПИД-регулирования с рассчитанными значениями параметров.

На интервале времени  $[t_1; t_3]$  в каждый  $k$ -й момент получения новых данных в контроллере производится обработка текущих значений переменных  $\mu(t_k)$  и  $y(t_k)$ . При этом также оценивается скорость изменения переменной  $y(t)$ , т.е.  $V(t) = dy(t)/dt$ . Для уменьшения влияния помех на оценку скорости применяются дополнительный фильтр сглаживания, постоянная времени которого уточняется автоматически по текущим данным измерения  $y(t)$  и  $V(t)$ . Из условия максимума скорости  $V(t)$  определяются координаты точки перегиба  $[t_p; y_p]$  и значение  $V(t_p)$ .

В процессе идентификации объекта на интервале времени  $[t_1; t_3]$  методом дискретного интегрирования в реальном времени вычисляются площади под графиками воздействия  $\mu$  (площадь  $S_\mu$  на рис. 2) и выхода объекта  $y$  (площадь  $S_{y1}$  на рис. 2):

$$\begin{aligned} (S_\mu)_k &= (S_\mu)_{k-1} + (\mu_k - \mu_1)dt; \\ (S_{y1})_k &= (S_{y1})_{k-1} + (y_k - y_1)dt, \end{aligned}$$

где  $dt = t_k - t_{k-1}$  – интервал дискретности по времени для измеряемых величин.

Площадь  $S_{y2}$  под графиком  $y(t)$  на интервале времени  $[t_3; \infty]$  (см. рис. 2) определяется аналитически

в момент времени  $t_3$  как площадь под графиком экспоненты:

$$S_{y2} = (u_1 - y_1)^2 / V(t_3).$$

По этим данным вычисляется коэффициент передачи объекта

$$K_{об} = (S_{y1} + S_{y2}) / S_\mu. \quad (4)$$

Остальные три коэффициента модели (1) определяются из условия совпадения переходной характеристики и ее производной в точке перегиба (а также в начальной и конечной точках) для модели и реального объекта по известной методике [1]. Этот способ аппроксимации переходной характеристики объекта является более предпочтительным для настройки регулятора по сравнению с интегральными критериями приближения, так как область точки перегиба [где скорость  $V(t)$  максимальна] оказывает наибольшее влияние на работу замкнутой системы.

Для модели (1) параметр  $n = T_2/T_1$  однозначно связан с относительной высотой точки перегиба  $b$ , где  $b = \Delta y(t_p)/\Delta y(\infty)$ ,  $\Delta y(t_p) = y_p - y_1$ ,  $\Delta y(\infty) = K_{об}(\mu_2 - \mu_1)$ . Эта зависимость определяется следующим уравнением [1]:

$$b = 1 - (x + 1)x^{1-x},$$

где  $x = T_1/T_2 = 1/n$ .

Для удобства реализации вычислений в регулирующем контроллере получена следующая расчетная зависимость (путем численного решения этого уравнения и последующей аппроксимации), определяющая параметр модели объекта  $n$  через относительную высоту точки перегиба  $b$  для математической модели объекта (1):

$$x = c_2 + c_3/(b - c_1), \quad n = 1/x,$$

где  $c_1, c_2, c_3$  – коэффициенты аппроксимирующей функции (константы). При этом если  $b < 0.14$ , то  $c_1 = 0.2604, c_2 = -0.07986, c_3 = -0.0203$ ; если  $0.14 \leq b < 0.26$ , то  $c_1 = 0.2993, c_2 = -0.1076, c_3 = -0.03128$ .

Если  $b \geq 0.26$ , то принимается  $b = 0.26$ . После определения коэффициента  $b$  вычисляются остальные коэффициенты модели объекта (1) по следующим формулам:

$$\begin{aligned} T_2 &= z; \quad T_1 = xT_2; \quad t_{pa} = T_2[-\ln(z)]; \\ \tau &= t_p - t_{pa}; \quad \beta = \tau/T, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $z = x^{1-x}$  – промежуточная переменная;  $T_{об} = K_{об}/V_{об}$  – интегральная постоянная времени объекта;  $V_{об} = V(t_p)/(\mu_2 - \mu_1)$  – скорость разгона, приведенная к единице воздействия;  $t_{pa}$  – координата точки перегиба по времени для аппроксимирующей (теоретической) кривой модели объекта без запаздывания.

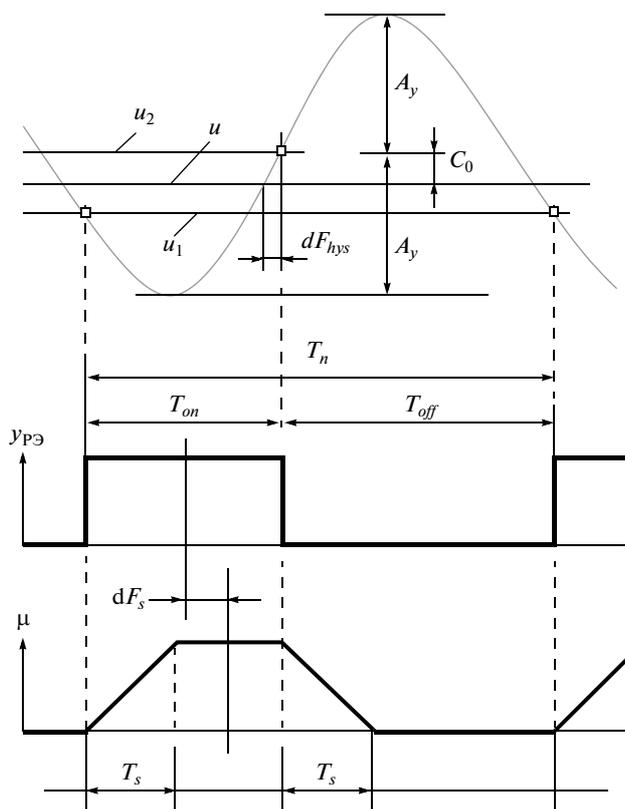


Рис. 3. Графики процессов при настройке с использованием режима автоколебаний

### Определение модели объекта по двум периодам автоколебаний (АНР-2)

Рассмотренный выше алгоритм с оценкой реакции объекта на импульсное воздействие и расчетом во временной области позволяет определить все четыре параметра математической модели объекта (1). Однако в некоторых случаях могут возникнуть затруднения при его практической реализации, в частности, из-за необходимости создания стационарного исходного состояния, необходимости измерения скорости изменения регулируемой переменной, а также из-за влияния ограничения скорости перемещения регулирующего органа для регуляторов с исполнительными механизмами (ИМ) постоянной скорости (например, типа МЭО – механизмы электрические однооборотные и т.п.).

В этом отношении более практичным является алгоритм АНР-2, в котором определение модели объекта производится по двум периодам автоколебаний частотными методами (рис. 3). Этот алгоритм не требует создания стационарного исходного состояния, обладает большей помехозащищенностью и может применяться при ограничении скорости перемещения регулирующего органа, в частности с механизмами типа МЭО. Для работы алгоритма АНР-2 используется та же структура

системы, что и на рис. 1, но параметры релейного элемента и обработка данных здесь иные, чем в алгоритме АНР-1. Перед включением режима АНР требуется задать некоторые параметры:  $u$  – задание;  $y_0$  – значение регулируемой величины в статике, соответствующее минимальному положению ИМ, т.е. при  $\mu = 0$  (по данным эксплуатации объекта);  $T_m$  – время полного хода исполнительного механизма (от 0 до 100% УП, где УП – указатель положения);  $\mu_1$  и  $\mu_2$  – параметры выходного сигнала РЭ. Следует отметить, что параметры  $\mu_1$  и  $\mu_2$  для режима АНР-2 определяют не значение воздействия на объект, а его приращение  $d\mu = \mu_2 - \mu_1$ , которое получается при переключении РЭ относительно предыдущего значения  $\mu_{k-1}$ , а именно:

- в момент первого включения релейного элемента при переводе системы в режим АНР-2:

$$\text{если } y_k < u, \text{ то } \mu_k = \mu_{k-1} + 0.5d\mu;$$

$$\text{если } y_k \geq u, \text{ то } \mu_k = \mu_{k-1} - 0.5d\mu;$$

- в моменты последующих переключений РЭ:

$$\text{если } y_k < u_1, \text{ то } \mu_k = \mu_{k-1} + d\mu;$$

$$\text{если } y_k \geq u_2, \text{ то } \mu_k = \mu_{k-1} - d\mu;$$

$$\text{если } u_1 \leq y \leq u_2, \text{ то } \mu_k = \mu_{k-1}$$

(6)

(сохраняется предыдущее значение).

Перед включением АНР-2 рекомендуется в режиме ручного управления установить регулирующий орган в положение  $\mu_0$ , соответствующее номинальному значению задания.

Пороги переключения  $u_1$  и  $u_2$ , определяющие гистерезис РЭ, устанавливаются симметрично относительно значения задания:

$$u_1 = u - h; \quad u_2 = u + h,$$

где  $h = 0.04(u - y_0)$ .

Размер зоны гистерезиса РЭ выбран таким образом, чтобы частота автоколебаний оказалась в предполагаемой области резонансной частоты замкнутой системы, что важно для повышения точности расчета настройки регулятора по модели объекта.

После ввода режима АНР в системе с объектом и релейным элементом возникает режим незатухающих автоколебаний, используемый для идентификации объекта (см. рис. 3).

По данным текущих измерений определяются оценка вектора КЧХ объекта на частоте автоколебаний, а затем параметры модели объекта (1). Эти действия выполняются в контроллере следующим образом.

По моментам переключения релейного элемента рассчитываются параметры  $T_{on}$  и  $T_{off}$  – продолжительность его включения и отключения, а также период колебаний  $T_n = T_{on} + T_{off}$ .

Для оценивания вектора КЧХ объекта используется только второй период автоколебаний, для

которого параметры колебаний оказываются практически установившимися.

Оценка амплитуды колебаний  $A_y$  переменной  $y(t)$  производится из условия равенства мощностей (интегралов от квадрата) для первой гармоники эквивалентной синусоиды и реального сигнала рассогласования  $\varepsilon = u - y(t)$  с учетом возможного смещения  $C_0$  средней линии колебаний.

Для одного периода синусоиды  $T_n = 2\pi$  без смещения средней линии можно записать

$$S_2 = \int_0^{T_n} (A_y \sin \alpha)^2 d\alpha = 0.5 A_y^2 T_n.$$

Для одного периода синусоиды, имеющей смещение  $C_0$  средней линии, справедливо уравнение

$$S_c = \int_0^{T_n} (A_y \sin \alpha + C_0)^2 d\alpha = 0.5 A_y^2 T_n + C_0^2 T_n.$$

Отсюда получается формула для нахождения амплитуды эквивалентной синусоиды:

$$A_y^2 = AA = 2[S_c/T_n - C_0^2]; \quad A_y = \sqrt{AA}. \quad (7)$$

Смещение  $C_0$  средней линии можно найти путем интегрирования переменной  $\varepsilon(t)$ :

$$S_0 = \int_0^{T_n} (A_y \sin \alpha + C_0) d\alpha = C_0 T_n; \quad C_0 = S_0/T_n.$$

При этом предполагается, что  $\varepsilon(t) = A_y \sin \alpha + C_0$ .

Значения интегралов  $S_c$  и  $S_0$  определяются в контроллере в течение второго периода автоколебаний методом дискретного интегрирования в реальном времени:

$$(S_c)_k = (S_c)_{k-1} + (\varepsilon_k)^2 dt; \quad (S_0)_k = (S_0)_{k-1} + (\varepsilon_k) dt,$$

где  $dt = t_k - t_{k-1}$  – интервал дискретности по времени для измеряемых величин.

Первый период автоколебаний не учитывается, так как для него колебания нельзя считать установившимися.

Приведенный способ определения амплитуды колебаний регулируемой переменной  $y(t)$  обеспечивает хорошую помехозащищенность и учитывает возможность смещения средней линии.

Чтобы рассчитать параметр  $R_{об}(\omega_n) = |W(j\omega_n)|$  – модуль вектора КЧХ объекта при частоте автоколебаний  $\omega_n = 2\pi/T_n$ , требуется определить эквивалентную амплитуду  $A_\mu$  первой гармоники колебаний регулирующего воздействия. Если исполнительное устройство близко к пропорциональному звену, то график сигнала  $\mu(t)$  имеет вид прямоугольных колебаний, для которых амплитуда первой гармоники вычисляется по формуле

$$A_\mu = (4/\pi)(d\mu/2) = 2d\mu/\pi.$$

Если применяется исполнительный механизм постоянной скорости (типа МЭО и т.п.), то график сигнала  $\mu(t)$  имеет вид трапецеидальных колебаний, содержащих участки движения с постоянной скоростью (см. рис. 3), продолжительность которых составляет

$$T_s = d\mu/S_M = T_M d\mu/100,$$

где  $S_M = 100/T_M$  – номинальная скорость движения исполнительного механизма, %/с. Для этого случая амплитуду первой гармоники можно определить по следующей формуле:

$$A_\mu = 2(d\mu) s_1 s_2 T_{on}/T_n, \quad (8)$$

где  $s_1 = \sin(b_1)/b_1$ ;  $s_2 = \sin(b_2)/b_2$ ;  $b_1 = \pi T_s/T_n$ ;  $b_2 = \pi T_{on}/T_n$ .

Определив параметры  $A_y$  и  $A_\mu$ , находим  $R_{об}(\omega_n)$  по формуле

$$R_{об}(\omega_n) = A_y/A_\mu. \quad (9)$$

Для расчета параметра  $F_{об}(\omega_n) = \arg\{W(j\omega_n)\}$  – аргумента вектора КЧХ объекта при частоте автоколебаний  $\omega_n$  воспользуемся соотношениями на основе метода гармонического баланса. При симметричных автоколебаниях в системе с объектом и реле без гистерезиса с пропорциональным исполнительным устройством фазовый сдвиг составляет  $F_{об,0}(\omega_n) = -\pi$  (индекс “об.0” указывает на наличие частного случая, когда реле не имеет гистерезиса).

Если РЭ имеет характеристику (6) с зоной гистерезиса  $h_{ys} = u_1 - u_2 = 2h$ , то фазовый сдвиг  $F_{об}(\omega_n)$  уменьшается на величину

$$dF_{hys} = -\arcsin[h/A_y]. \quad (10)$$

Если применяется исполнительный механизм постоянной скорости, для которого график сигнала  $\mu(t)$  принимает вид трапецеидальных колебаний, содержащих участки движения с постоянной скоростью продолжительностью  $T_s$ , то фазовый сдвиг  $F_{об}(\omega_n)$  уменьшается дополнительно на величину

$$dF_s = -\pi(T_s/T_n). \quad (11)$$

Если автоколебания носят несимметричный характер ( $T_{on} \neq T_{off}$ ), то фазовый сдвиг  $F_{об}(\omega_n)$  уменьшается еще на величину, которую можно приближенно рассчитать по формуле

$$dF_{sim} = 2\pi[(T_{on}/T_n) - 0.5]^2. \quad (12)$$

С учетом приведенных поправок (10)–(12) фаза вектора КЧХ объекта при частоте автоколебаний определяется по формуле

$$F_{об}(\omega_n) = -\pi - dF_{hys} - dF_s - dF_{sim}.$$

После нахождения  $R_{об}(\omega_n)$  и  $F_{об}(\omega_n)$  вычисляются параметры модели объекта (1).

Для расчета параметра  $K_{об}$  применяется условие совпадения характеристик модели и реально-

го объекта в установившемся состоянии (на нулевой частоте). Для этого используются результаты вычисления средних значений  $y_s$  и  $\mu_s$  переменных  $y(t)$  и  $\mu(t)$  за период колебаний длительностью  $T_n$ :

$$K_{об} = (y_s - y_0)/\mu_s,$$

где  $y_s = u + C_0$ ;  $\mu_s = S_\mu/T_n$ , а величина  $S_\mu$  – площадь под графиком  $\mu(t)$  – определяется по алгоритму дискретного интегрирования:

$$(S_\mu)_k = (S_\mu)_{k-1} + (\mu_k) dt.$$

Далее вычисляется безразмерная частота  $\Omega = \omega_n T_1$  из уравнения модулей

$$R_{об}^2 = \frac{K_{об}^2}{(\Omega^2 + 1)(\Omega^2 n^2 + 1)} \quad \text{при } R_{об} = R_{об}(\omega_n).$$

Для расчета используются следующие формулы:

$$c = (K_{об}/R_{об})^2; \quad z = n^2; \quad d = (1 + z)^2 - 4z(1 - c);$$

$$q = \frac{\sqrt{d} - 1}{2z} - 0.5; \quad \Omega = \sqrt{q},$$

где  $c$ ,  $d$ ,  $q$  – промежуточные переменные для более компактного представления вычислений.

При этом для параметра  $n = T_2/T_1$  задается фиксированное значение на основании априорной информации. По умолчанию можно принять  $n = 10$ , что является довольно типичным для тепловых объектов управления.

Параметр модели  $\beta = \tau/T_1$  вычисляется с помощью уравнения аргументов:

$$\beta = [-\arctg \Omega - \arctg(\Omega n) - F_{об}]/\Omega,$$

где  $F_{об} = F_{об}(\omega_n)$ .

В алгоритме АНР-2 предусмотрена автоматическая коррекция параметра  $n = T_2/T_1$ , если значение  $\beta$  выходит за установленный ограниченный диапазон, после чего повторяется расчет параметров  $\Omega$  и  $\beta$  при скорректированном значении  $n$ . Таким образом, алгоритм АНР-2 позволяет определить искомые параметры модели объекта (1). Отметим, что по данным эксперимента можно составить только три уравнения, поэтому приходится задаваться соотношением между параметрами  $T_2/T_1$ , что несколько снижает точность модели объекта по сравнению с теоретическими возможностями алгоритма АНР-1.

### Расчет параметров регулятора по модели объекта

Известно большое количество методов для расчета параметров регулятора по модели объекта [1, 3]. В промышленных контроллерах с учетом их ограниченных возможностей можно использовать методы, которые являются хорошо формализованными, не требуют больших вычислительных ресурсов, обладают достаточной универсальностью и возможностью адаптации к различным требованиям с учетом особенностей объекта управления. Под этим свойством здесь понимается возмож-

ность настройки самого метода расчета на работу с различными показателями качества функционирования системы. Например, для систем с ПИ-регулятором удобным является метод расчета с использованием вспомогательной функции и ограничением частотного показателя колебательности [1], однако он дает оптимум только по линейному интегральному критерию, что не всегда отвечает предъявляемым требованиям. В частности, в некоторых случаях более предпочтительным может оказаться применение квадратичного или модульного интегрального критерия либо других показателей качества.

В рассматриваемом алгоритме АНР используются косвенные условия оптимальности, представляющие собой требования к КЧХ замкнутой системы в окрестности ее резонансной частоты в виде равенств:

$$R_s(\omega) = R_{s,op}; \quad (13)$$

$$G_s(\omega) = G_{s,op}; \quad (14)$$

$$T(\omega)/T_i = 2\pi/(\omega T_i) = TT_{i,op}, \quad (15)$$

где  $R_s(\omega) = |W_s(j\omega)|$  и  $G_s(\omega) = \arg[W_s(j\omega)]$  – текущие значения модуля и аргумента вектора КЧХ замкнутой системы  $W_s(\omega)$  по каналу задания;  $R_{s,op}$ ,  $G_{s,op}$ ,  $TT_{i,op}$  – оптимальные значения косвенных показателей;

$$W_s(j\omega) = \frac{W_{rs}(j\omega)}{1 + W_{rs}(j\omega)}; \quad W_{rs}(j\omega) = W_r(j\omega)W_\mu(j\omega);$$

$W_{rs}(j\omega)$ ,  $W_\mu(j\omega)$ ,  $W_r(j\omega)$  – КЧХ разомкнутой системы, объекта и регулятора соответственно.

Для регулятора используется ПИД-закон с КЧХ следующего вида:

$$W_r(j\omega) = K_p \left[ 1 + \frac{1}{T_i j\omega} + T_d j\omega \frac{1}{(T_f j\omega + 1)^2} \right] = \Delta\mu_p + \Delta\mu_i + \Delta\mu_d, \quad (16)$$

где  $\Delta\mu_p = K_p$  – пропорциональная составляющая;  $\Delta\mu_i = K_p/(j\omega T_i)$  – интегральная составляющая;  $\Delta\mu_d = K_p T_d (j\omega)/(1 + j\omega T_f)^2$  – дифференциальная (Д) составляющая; здесь для нее используется фильтр второго порядка, причем  $T_f = T_d/K_f$ ; коэффициент  $K_f$  выбирается в пределах от 1 до 10. В регулирующих микропроцессорных контроллерах (Ремиконтах) разработки НИИТеплоприбор и многих других принято  $K_f = 8$ . Параметр  $T_d$  связывается с параметром  $T_i$  через коэффициент  $\alpha$ , а именно  $T_d = T_i \alpha$ .

Значения  $G_{s,op}$  и  $R_{s,op}$  можно рассматривать как координаты контрольной точки в плоскости КЧХ замкнутой системы  $W_s(j\omega)$ , через которую должна проходить КЧХ действующей системы в окрестности резонансной частоты  $\omega_{rez}$  (рис. 4).

Расчеты показывают, что вектор КЧХ оптимально настроенной замкнутой системы при частоте резонанса для объектов с типовыми динамическими характеристиками располагается в довольно узкой области. Это позволяет задать постоянными значения  $G_{s.op}$  и  $R_{s.op}$  на основе усреднения результатов расчета для ряда типовых моделей объектов. Таким образом, выполнение условий (13) и (14) для действующей системы регулирования обеспечивает приближенно заданное значение частотного показателя колебательности  $M$  и, в конечном счете, достаточную степень затухания  $\psi$  свободных колебаний замкнутой системы и ограничение перерегулирования. Заданное значение  $R_{s.op}$  при этом приближенно определяет значение показателя колебательности  $M$ .

По умолчанию в алгоритме АНР принято

$$R_{s.op} = 1.1; \quad G_{s.op} = -70^\circ. \quad (17)$$

В данном случае выбор небольшого значения  $M$  связан с требованием ограничения перерегулирования при изменении задания, а также с обеспечением достаточного запаса устойчивости для возможных вариаций параметров.

Параметр  $TT_{i.op}$ , входящий в косвенные условия оптимальности (15), влияет на соотношение между интегральной и пропорциональной составляющими закона регулирования. Из выражения (16) следует

$$|\Delta\mu_i/\Delta\mu_p| = 1/(\omega T_i) = (T/T_i)/(2\pi).$$

В итоге параметр  $TT_{i.op}$  влияет на значение  $T_i$ , получаемое в результате настройки регулятора (на линии заданного затухания), и тем самым на вид процесса регулирования при использовании подхода регулируемой переменной  $u$  к заданию  $u$ .

Параметр  $\alpha = T_d/T_i$  задает желаемое соотношение между постоянными времени дифференцирования  $T_d$  и интегрирования  $T_i$ , получаемое в результате настройки регулятора по алгоритму АНР.

Достоинством расчета по косвенным показателям оптимальности (13)–(15) является отсутствие процесса поиска экстремума. Это обеспечивает выполнение расчетов в течение одного цикла опроса входов и возможность их реализации в рабочем алгоритме регулятора. Другое преимущество метода – применимость для регуляторов со сложной структурой, в частности для ПИД-регулятора (16) с фильтром второго порядка при Д-составляющей. Расчет сводится к определению таких значений параметров регулятора, при которых будут выполняться условия (13)–(15). При этом параметры модели объекта и параметр  $\alpha = T_d/T_i$  являются фиксированными.

Порядок вычислений выглядит следующим образом. Сначала производится пересчет координат

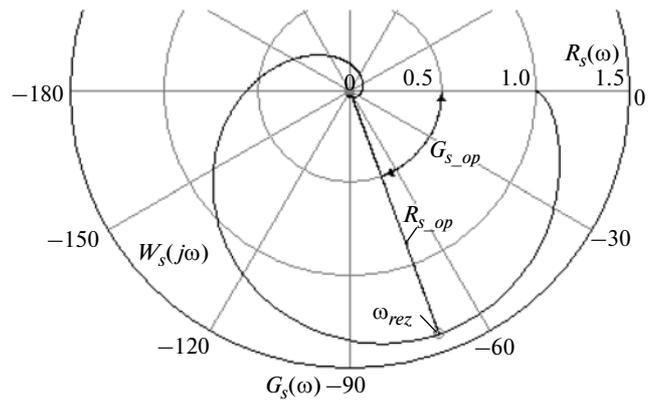


Рис. 4. Примерный вид КЧХ замкнутой АСР при оптимальной настройке

нат контрольной точки КЧХ замкнутой системы на координаты разомкнутой системы:

$$F_{s.op} = G_{s.op} \pi/180; \quad W_{s.op} = R_{s.op} \exp(jF_{s.op});$$

$$W_{rs.op} = W_{s.op}/(1 - W_{s.op});$$

$$F_{rs.op} = \arg(W_{rs.op}); \quad R_{s.op} = |W_{rs.op}|.$$

Вычисляется оптимальный вектор КЧХ регулятора (для  $K_r = 1$ ):  $W_r/K_r = R_r \exp(jF_r)$  для заданного значения  $TT_{i.op}$  в контрольной точке:

$$C = TT_{i.op}/(2\pi); \quad z = \alpha K_f/C; \quad x = z^2;$$

$$y = (x + 1.0)^2 K_j;$$

$$a_r = 1.0 + 2.0x/y; \quad b_r = (1.0 - x)z/y - C;$$

$$R_{r.op} = \sqrt{a_r a_r + b_r b_r}; \quad F_{r.op} = \arctg(b_r/a_r).$$

Находится оптимальная фаза вектора КЧХ объекта:  $F_{об.op} = F_{rs.op} - F_{r.op}$ .

Определяется оптимальное значение безразмерной частоты  $\Omega_{op} = (\omega T_1)_{op}$  из уравнения

$$G(x) = \beta x + \arctg(x) + \arctg(xn) + F_{об.op} = 0.$$

Корень этого уравнения обозначим через  $x_0$ . Для его нахождения используем алгоритм

$$x_{k+1} = x_k - G(x_k)/[GG(x_k)],$$

где  $GG(x) = dG(x)/dx = \beta + 1/(x^2 + 1) + n/(n^2x^2 + 1)$ . Начальное приближение:  $x_1 = 0.2$ . Условие окончания:  $G(x_k)/[GG(x_k)] < 0.01$ . В результате получаем значение безразмерной частоты  $\Omega_{op} = x_0$ .

Определяется оптимальное значение коэффициента пропорциональности разомкнутой системы  $K_{s.op} = (K_r K_{об})_{op}$ :

$$K_{s.op} = R_{rs.op} / \left[ R_{r.op} \sqrt{(\Omega_{op}^2 + 1)(\Omega_{op}^2 n^2 + 1)} \right].$$

Далее вычисляются параметры настройки регулятора по данным модели объекта:

$$K_{r.op} = K_{s.op}/K_{об}; \quad T_0 = T_1 \times 2\pi/\Omega_{op};$$

$$T_{i.op} = T_0/TT_{i.op}; \quad T_d = T_{i.op}\alpha. \quad (18)$$

### Определение оптимальных значений параметров $\alpha$ и $TT_{i,op}$

При выполнении расчетов параметры  $\alpha$  и  $TT_{i,op}$  предполагаются фиксированными. В алгоритме АНР предусмотрено приближенное вычисление оптимальных значений этих параметров в зависимости от параметров модели объекта  $\{n = T_2/T_1; \beta = \tau/T_1\}$  с помощью аппроксимирующих зависимостей, полученных на основе расчетов для модели объекта (1) в достаточно широком диапазоне изменения параметров:  $n = 2-40$ ;  $\beta = 0.05-1$ . Эти зависимости имеют следующий вид:

для параметра  $\alpha = T_d/T_i$

$$\alpha(\beta, n) = \left( b40 + \frac{c40}{\beta + a40} \right) [d3 - y(n)d1] - \left( b6 + \frac{c6}{\beta + a6} \right) [d2 - y(n)d1], \quad (19)$$

где

$$y(n) = b03 + c03/(n + a03);$$

$$a03 = 2.3107; \quad b03 = 0.08498; \quad c03 = 0.7814;$$

$$a6 = 0.06518; \quad b6 = 0.1425; \quad c6 = 0.01296;$$

$$a40 = 0.11837; \quad b40 = 0.03535; \quad c40 = 0.02705;$$

$$d1 = 13.24; \quad d2 = 1.369; \quad d3 = 2.369;$$

для параметра  $TT_{i,op} = T/T_{i,op}$

$$TT_i(\beta, n) = y01(n) + z6(\beta)[y08(n) - y01(n)], \quad (20)$$

где

$$y01(n) = b01 - c01/[(1/n) + a01];$$

$$y08(n) = b08 - c08/[(1/n) + a08];$$

$$z(\beta) = d4 + d5(\beta - 0.2);$$

$$a01 = 0.5833; \quad b01 = 2.0133; \quad c01 = 0.8444;$$

$$a08 = 0.6570; \quad b08 = 7.052; \quad c08 = 4.328;$$

$$d4 = 0.1429; \quad d5 = 1.429.$$

Приведенные значения косвенных показателей оптимальности [см. (17), (19) и (20)] должны обеспечивать степень затухания не ниже 0.95 и качество, приближенно соответствующее оптимуму по квадратичному интегральному критерию для достаточно широкого круга объектов управления.

Важным достоинством рассматриваемого метода расчета по косвенным частотным показателям оптимальности является удобство настройки самого метода на работу с различными требованиями благодаря изменению задаваемых значений косвенных показателей  $\{R_{s,op}, G_{s,op}, TT_{i,op}\}$  с учетом особенностей объекта управления. Если значение 0.95 для степени затухания представляется завышенным и расчетным является  $\psi = 0.9$  (в целях улучшения качества процессов), то для этого достаточно ввести значение  $R_{s,op} = 1.55$ , так как этот параметр практически соответствует классиче-

скому частотному показателю колебательности  $M$  (с учетом его связи с параметром  $\psi$ ).

Путем изменения значения параметра  $TT_{i,op}$  можно корректировать положение рабочей точки в плоскости параметров регулятора на границе заданного затухания  $\psi = \psi_{зд}$  и тем самым влиять на вид процессов регулирования с учетом приоритета требований.

При уменьшении  $TT_{i,op}$  результат АНР дает рост значения  $T_i$  и некоторое увеличение  $K_p$ , способствующие повышению рабочей частоты системы и снижению перерегулирования при ступенчатом изменении задания. Однако при возмущении по каналу регулирующего органа это может привести к затягиванию хвостовой части процесса регулирования с односторонним возвращением к заданию.

Если повысить значение  $TT_{i,op}$ , то результат АНР дает понижение значения  $T_i$  (при некотором уменьшении  $K_p$ ). При возмущении по каналу регулирующего органа получается благоприятный вид процесса регулирования (с некоторым переходом через заданное значение). Такая настройка обычно соответствует оптимальному значению по линейному интегральному критерию. Однако при изменении задания может получиться повышенное перерегулирование. На практике при вводе значения  $TT_{i,op}$  следует учитывать приоритет требований, предъявляемых к АСР со стороны регламента технологического процесса.

### Примеры использования алгоритмов автоматической настройки регуляторов

**Пример 1.** Автоматическая настройка регулятора по реакции объекта на импульсное воздействие с применением алгоритма АНР-1.

Пример выполнен для системы с объектом в виде электронагревателя и регулирующим контроллером ПЛК150 с управлением мощностью нагревателя аналоговым сигналом  $\mu(t)$  через широтно-импульсный модулятор (ШИМ). Сигнал регулируемой переменной  $y$  – температура нагревателя, °С. Графики процессов при настройке представлены на рис. 5. Переменные  $y$  и  $u$  имеют размерность градусы Цельсия, а переменная  $\mu$  – проценты. Начальному стационарному состоянию соответствовали значения:  $\mu_1 = 10$ ,  $y_1 = 48$ . Сигнал задания  $u_0$  для АНР-1 задается автоматически с некоторым снижением относительно номинального значения по формуле  $u_0 = 0.8(u - y_1) + y_1$ . В данном случае  $u = 90$ ;  $u_0 = 81.6$ . Пороги переключения (вводятся автоматически):

$$u_2 = u_0 + h; \quad u_1 = u_0 - h; \quad h = 0.15(u - y_0),$$

где  $y_0 = 20$ ;  $h = 10.5$ ;  $u_2 = 92.1$ ;  $u_1 = 71.1$ .

В момент времени  $t_1$  после включения режима АНР-1 уровень воздействия на объект изменился до  $\mu_2 = 100$ . Для времени  $t_2$  после перехода темпе-

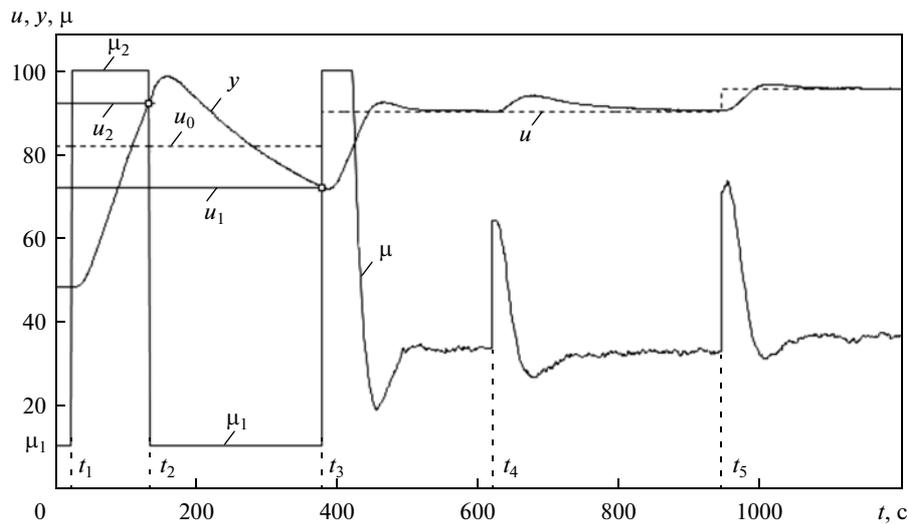


Рис. 5. Пример настройки АСР с ШИМ-управлением по алгоритму АНР-1 и графики процессов регулирования

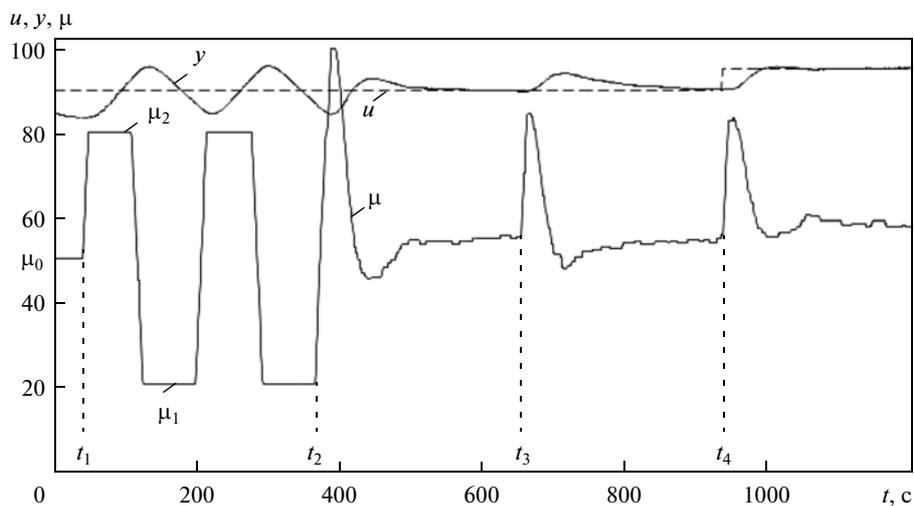


Рис. 6. Пример настройки АСР с исполнительным механизмом МЭО по алгоритму АНР-2 и графики процессов регулирования

ратуры через верхний порог  $u_2$  воздействие на объект возвратилось к исходному уровню.

В момент времени  $t_3$  после перехода температуры через нижний порог  $u_1$  произошло завершение этапа активной идентификации объекта, расчета параметров ПИД-регулятора и перевода системы в режим ПИД-регулирования с найденными значениями параметров и номинальным значением задания  $u$ .

Процесс настройки с учетом выхода на номинальное задание практически завершился менее чем за 10 мин, что примерно равно продолжительности переходной характеристики объекта. Результаты расчета:  $K_p = 7.52 \text{ \%}/^\circ\text{C}$ ;  $T_i = 114 \text{ с}$ ;  $T_d = 10.5 \text{ с}$ . Для интервала времени  $[t_4; t_5]$  показан

процесс регулирования при возмущении по каналу регулирующего воздействия  $\Delta u = 30\%$  (с временным переводом регулятора на ручное управление выходным сигналом). Для интервала времени  $[t > t_5]$  показан процесс регулирования при изменении задания:  $u = 90 \rightarrow 95^\circ\text{C}$ . Качество процессов можно считать достаточно высоким.

**Пример 2.** Автоматическая настройка регулятора с определением модели объекта по двум периодам автоколебаний по алгоритму АНР-2.

Пример выполнен для системы с тем же объектом и регулирующим контроллером ПЛК150, но с использованием промышленного исполнительного механизма типа МЭО, воздействующего на напряжение питания электронагревателя с помощью

регулируемого автотрансформатора. Графики процессов при настройке представлены на рис. 6. Начальное положение исполнительного механизма выбрано в середине диапазона перемещения:  $\mu_0 = 50\%$  (по указателю положения). Для приращения воздействия на объект принято значение  $d\mu = 30\%$ , при этом  $\mu_1 = 20\%$ ;  $\mu_2 = 80\%$ . Время полного хода механизма:  $T_m = 27$  с. Задание для АНР-2 желательнее вводить в соответствии с исходным положением ИМ, в данном случае введено  $u = 90^\circ\text{C}$ . Для регулируемой переменной  $y(t)$  целесообразно создать некоторое начальное отклонение от задания, в этом случае  $y_1 = 85^\circ\text{C}$ .

После включения АНР-2 в системе возникли автоколебания (участок  $[t_1; t_2]$ ). По окончании двух периодов колебаний настройка завершилась. Продолжительность процесса настройки составила около 10 мин, как и в предыдущем примере. Результаты настройки:  $K_p = 7.0\%/^\circ\text{C}$ ;  $T_i = 112$  с;  $T_d = 9.5$  с. Процесс регулирования при возмущении регулирующим органом показан на участке  $[t_3; t_4]$ , а при изменении задания — на участке  $[t > t_4]$ . Качество процессов достаточно высокое.

### Выводы

1. Продолжительность процессов настройки для обоих предложенных методов (на основе определения реакции объекта на импульсное воздействие и по двум периодам автоколебаний) примерно соответствует длительности переходной характеристики объекта.

2. Метод настройки на основе определения реакции объекта на импульсное воздействие позволяет найти независимо четыре параметра модели объекта, что способствует повышению точности расчетов настройки регулятора. Однако для его работы требуются довольно жесткие условия, и он может быть рекомендован для применения с исполнительными устройствами, управляемыми аналоговыми сигналами.

3. Для систем с ИМ постоянной скорости можно рекомендовать метод настройки по двум периодам автоколебаний, обладающий большей помехозащищенностью и меньшей требовательностью к условиям применения в сочетании с достаточной точностью.

4. Для определения параметров регулятора по модели объекта удобным является метод расчета по косвенным частотным показателям оптимальности в виде заданных требований к КЧХ замкнутой системы в окрестности ее резонансной частоты.

### Список литературы

1. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
2. Ротач В.Я., Кузищин В.Ф., Петров С.В. Настройка промышленных контроллеров по переходным характеристикам систем регулирования без их аппроксимации аналитическими выражениями // Теплоэнергетика. 2010. № 10. С. 50–57.
3. O'Dwyer A. Handbook of PI and PID controller tuning rules. L.: Imperial College Press, 2010.