

СИНТЕЗ РОБАСТНЫХ МОДАЛЬНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ДЛЯ
СТАБИЛИЗИРУЮЩИХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО
УПРАВЛЕНИЯ

С.А. КОПЫЛОВ, В.В. ШАРОВ

Казанский государственный энергетический университет

В статье предложен метод синтеза модального робастного регулятора для систем стабилизации. Метод базируется на хорошо изученном аппарате передаточных функций. В основу положен принцип делимости полиномов. Показан расчет регулятора для системы автоматического регулирования разрежения в топке парового котла.

Ключевые слова: система автоматического управления, модальный, робастный регулятор, паровой котел, система стабилизации, разрежение.

Введение

Задача синтеза регуляторов, обеспечивающих устойчивость объекта управления не только с заданными параметрами, но и с параметрами, содержащими неопределенность, весьма актуальна на сегодняшний день. Это связано с тем, что фактически все объекты управления функционируют в условиях параметрической неопределенности. Такая ситуация складывается ввиду того, что все измерительные приборы дают погрешности измерения величин, характеризующих объект. Погрешности содержатся и в самих методах измерения, а также в каналах связи. Перевод экспериментальных данных о параметрах объекта в математический вид, как правило, требует проведения аппроксимации, которая вносит дополнительную погрешность. Для удобства математических вычислений и преобразований часто делаются определенные допущения и упрощения, что, в конечном итоге, еще больше отдаляет математическую модель от реального объекта. К тому же природа объектов управления такова, что многие из их параметров могут изменяться в зависимости от режимов функционирования объекта, а также с течением времени. Решение подобных задач лежит в области робастного управления.

В настоящее время существуют множество подходов к синтезу робастных регуляторов и этому вопросу посвящена обширная литература [1, 2]. Однако все они не лишены недостатков: высокая степень получаемых регуляторов, препятствующих их реализации; сложность вычислений; использование аппарата пространства состояний, переход к которому от исходной системы еще больше увеличивает количество неопределенных параметров за счет параметров во вторичном описании (пространстве состояний); нереализуемость получаемых регуляторов [3, 4]. Все это позволяет сделать вывод, что данная задача на

сегодняшний день полностью нерешена. К тому же, зачастую рассматриваемая система управления является следящей, и предполагается отсутствие внешнего возмущения, хотя многие наиболее ответственные параметры объектов управления (уровень в барабане котла, температура перегретого пара, давление пара перед турбиной и т.д.) требуют именно поддержания определенного постоянного значения и, следовательно, должны управляться при помощи систем стабилизации. Известно, что устойчивость относительно одного воздействия не гарантирует устойчивость относительно другого. Следовательно, построение робастных регуляторов для систем стабилизации является на сегодняшний день весьма востребованной задачей.

Постановка задачи и методика исследования. Требуется синтезировать регулятор для одноконтурной системы стабилизации, который обеспечит не только желаемое расположение корней характеристического полинома замкнутой системы автоматического управления с расчетным объектом, но и устойчивость системы с любым объектом из заданного класса параметрической неопределенности. В процессе исследования рассматривается замкнутая система автоматического управления, представленная на рис. 2, в которой $W_p(s)$ – передаточная функция регулятора, $W_{об}(s)$ – передаточная функция объекта управления, $x(t)$ – внешнее возмущение, $u(t)$ – управление, $y(t)$ – управляемая величина, $\varepsilon(t)$ – ошибка регулирования.

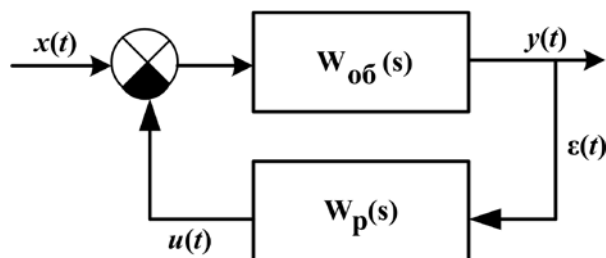


Рис. 1. Структурная схема системы управления

Предлагаемый метод является расширением метода предложенного проф. Лозгачевым Г.И. в работах [5, 6]. При рассмотрении данной системы управления делается допущение, что внешнее возмущение $x(t)$ удовлетворяет линейному однородному дифференциальному уравнению с постоянными коэффициентами порядка r . Исходя из этого, изображение функции $x(t)$ будет представлено в виде

$$X(s) = \frac{R_1(s)}{R_2(s)},$$

где $R_2(s)$ – полином степени r . Передаточная функция объекта задается отношением двух полиномов $P_1(s)$ и $P_2(s)$:

$$W_{\hat{a}}(s) = \frac{P_1(s)}{P_2(s)},$$

где $P_1(s)$ – полином m -й степени ($m \leq n$); $P_2(s)$ – полином n -й степени.

Передаточная функция замкнутой системы управления будет иметь вид

$$W_{\hat{\kappa}}(s) = \frac{Q_1(s)}{Q_2(s)},$$

где $Q_1(s)$ – полином степени l ($l = k$); $Q_2(s)$ – полином степени k ($k \geq 2n - 1 + r$). Полином $Q_2(s)$ является желаемым, т. е. таким полиномом, корни которого расположены желаемым образом на комплексной плоскости. При этом полином $Q_1(s)$ задан с точностью до коэффициентов, которые определяются в процессе синтеза передаточной функции регулятора.

Исходя из структуры рассматриваемой системы управления, изображение для ошибки управления $\varepsilon(t)$ запишется в виде

$$\varepsilon(s) = \frac{R_1(s)}{Q_2(s)} \left[\frac{Q_1(s)}{R_2(s)} \right]. \quad (1)$$

Синтез регулятора осуществляется в 2 этапа. На первом определяется общий вид передаточной функции регулятора, выраженный через коэффициенты $Q_2(s)$, на втором – желаемые коэффициенты $Q_2(s)$ и вычисляется явный вид регулятора.

Первый этап. Введем в рассмотрение полиномы $N_1(s)$, $L_1(s)$, $T_1(s)$, $N_{\text{ОСТ}}(s)$, $L_{\text{ОСТ}}(s)$ и $T_{\text{ОСТ}}(s)$. Полиномы $N_1(s)$, $L_1(s)$ и $T_1(s)$ представляют собой частное от деления полиномов $Q_1(s)$ и $[Q_2(s) - N_1(s)P_2(s)]$ на полиномы $P_1(s)$, $R_2(s)$ и $P_1(s)$, а $N_{\text{ОСТ}}(s)$, $L_{\text{ОСТ}}(s)$ и $T_{\text{ОСТ}}(s)$ – соответствующие остатки от деления. Получим следующие соотношения:

$$\frac{Q_1(s)}{P_1(s)} = N_1(s) + \frac{N_{\text{ОСТ}}(s)}{P_1(s)},$$

$$\frac{Q_2(s) - N_1(s)P_2(s)}{P_1(s)} = L_1(s) + \frac{L_{\text{ОСТ}}(s)}{P_1(s)}, \quad (2)$$

$$\frac{Q_1(s)}{R_2(s)} = T_1(s) + \frac{T_{\text{ОСТ}}(s)}{R_2(s)}.$$

Утверждение 1. Если полиномы $Q_1(s)$ и $[Q_2(s) - N_1(s)P_2(s)]$ делятся без остатка на полином $P_1(s)$ соответственно, то передаточная функция регулятора будет иметь вид

$$W_{\text{Д}}(s) = \frac{L_1(s)}{N_1(s)}. \quad (3)$$

Доказательство. Передаточная функция замкнутой системы стабилизации имеет вид

$$W_{\text{ЗС}}(s) = \frac{W_{\text{об}}(s)}{1 + W_{\text{об}}(s)W_p(s)}.$$

Используя выражения (2) и (3), получим

$$W_{\text{зс}}(s) = \frac{\frac{P_1(s)}{P_2(s)}}{\frac{P_2(s)N_1(s) + L_1(s)P_1(s)}{P_2(s)N_1(s)}} = \frac{P_1(s)N_1(s)}{P_2(s)N_1(s) + L_1(s)P_1(s)} =$$

$$= \frac{Q_1(s)}{\frac{P_2(s)Q_1(s)}{P_1(s)} - \frac{P_2(s)Q_1(s)}{P_1(s)} + Q_2(s)} = \frac{Q_1(s)}{Q_2(s)},$$

что полностью соответствует принятым обозначениям. Конец доказательства.

Рассмотрим полиномы $N_{\text{ОСТ}}(s)$, $L_{\text{ОСТ}}(s)$ и $T_{\text{ОСТ}}(s)$, представленные в соотношении (2). Полиномы $N_{\text{ОСТ}} = \sum_{i=0}^{m-1} r_i s^{m-1-i}$, $L_{\text{ОСТ}} = \sum_{j=0}^{m-1} q_j s^{m-1-j}$ и

$T_{\text{ОСТ}} = \sum_{z=0}^{r-1} v_z s^{r-1-z}$ являются полиномами степени $m-1$, $m-1$ и $r-1$ соответственно,

где коэффициенты r_i , q_j и v_z являются линейными комбинациями коэффициентов $Q_1(s)$ при заданных коэффициентах полиномов $P_2(s)$, $P_1(s)$ и $Q_2(s)$. Равенства $N_{\text{ОСТ}}(s) = 0$, $T_{\text{ОСТ}}(s) = 0$ и $L_{\text{ОСТ}}(s) = 0$, обеспечивающие делимость полиномов $Q_1(s)$ и $[Q_2(s) - N_1(s)P_2(s)]$ на полиномы $P_1(s)$, $R_2(s)$ и $P_1(s)$ соответственно будут выполнены, если выполняются условия:

$$r_i = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, m-1), \quad q_j = 0 \quad (j = 1, 2, \dots, m-1), \quad v_z = 0 \quad (z = 1, 2, \dots, r-1). \quad (4)$$

Условия, представленные в (4), задают систему линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов полинома $Q_1(s)$. В работах [1, 2] показано что, если исходная система является полностью управляемой и наблюдаемой и количество коэффициентов полинома $Q_1(s)$ не меньше ранга системы, то система (4) имеет решение. Ранг системы (4) будет равен $2m + r$. Если считать коэффициенты $Q_2(s)$ заданными, то количество неизвестных коэффициентов $Q_1(s)$, согласно условиям, $\geq 2n + r$. Видно, что количество неизвестных больше количества уравнений, следовательно, система будет иметь бесчисленное количество решений.

Утверждение 2. Если степень полинома $Q_1(s)$ $l \geq 2n - 1 + r$, то регулятор с передаточной функцией, (3) всегда реализуем.

Доказательство. Рассмотрим полиномы $L_1(s)$ и $N_1(s)$. Как следует из формул (2), их степень $l + n - 2m$ и $l - m$. Так как система (3) имеет бесчисленное множество решений относительно коэффициентов $Q_1(s)$, то некоторые из них свободны. Число таких коэффициентов $l - 2m + 1 - r$. Условие реализуемости регулятора (3) требует, чтобы степень $L_1(s) \leq$ степени $N_1(s)$. Для понижения степени обратим в ноль $n - m$ первых коэффициентов $L_1(s)$, получим степень $L_1(s)$ в виде $l - m$. Однако первые $n - m$ коэффициенты $L_1(s)$ состоят только из первых $n - m$ коэффициентов $Q_1(s)$ и, следовательно, требование равенства нулю

соответствующих коэффициентов $L_1(s)$ равносильно обнулению первых $n - m$ коэффициентов $Q_1(s)$. Такое требование приведет к понижению степени полинома $N_1(s)$, которая составит $l - n$. Количество свободных членов составит $l - 2m + m - n + 1 - r = l - n - m + 1 - r$. Снова обратим в ноль следующие $n - m$ коэффициенты $L_1(s)$, что приведет к понижению степени числителя регулятора (3) до $l - n$. Количество свободных членов при этом уменьшится до $l - 2n + 1 - r$. Во втором случае понижения степени $N_1(s)$ не произойдет. Так как числитель и знаменатель передаточной функции регулятора (3) будут иметь теперь степень $l - n$, то регулятор реализуем. Следовательно требование $l = 2n - 1 + r$ обеспечивает реализуемость регулятора (3). В случае $l > 2n - 1 + r$ дополнительные свободные коэффициенты можно использовать для наделения системы автоматического регулирования дополнительными качественными характеристиками или максимизировать область устойчивости.

Второй этап. Коэффициенты объекта, содержащие параметрическую неопределенность, можно представить в виде $d_i = d_{i0} + \Delta d_i$, ($i = 0, 1, \dots, h$), где d_{i0} – номинальные значения параметров; Δd_i – их возможные приращения; h – количество параметров с неопределенностью. Тогда передаточную функцию объекта, содержащего неопределенность, можно представить в виде

$$W^*_{\text{ia}}(s) = \frac{P_1(s) + \Delta P_1(s)}{P_2(s) + \Delta P_2(s)}, \quad (6)$$

где $\Delta P_1(s)$ и $\Delta P_2(s)$ – полиномы степени $\leq m$ и $\leq n$ соответственно, содержащие неопределенность. Характеристический полином для замкнутой системы с объектом (6) запишется в виде

$$D(s) = Q_2(s) + L_1(s)\Delta P_1(s) + N_1(s)\Delta P_2(s). \quad (7)$$

Таким образом, коэффициенты характеристического полинома $D(s)$ выражаются через коэффициенты полинома $Q_2(s)$ и неопределенные параметры полиномов ΔP_1 и ΔP_2 .

Для определения области устойчивости системы по параметрам полиномов ΔP_1 и ΔP_2 при заданных коэффициентах полинома $Q_2(s)$ можно воспользоваться критерием Гурвица. Критерий Гурвица для характеристического полинома $D(s)$ запишется как $\Delta_h > 0$ при $h = 1, \dots, k$, где Δ_h – соответствующий главный определитель матрицы Гурвица для $D(s)$. Решая данные неравенства, получим соотношения, выражающие коэффициенты полиномов ΔP_1 и ΔP_2 через коэффициенты полинома $Q_2(s)$. Для решения обратной задачи – определения коэффициентов полинома $Q_2(s)$, обеспечивающих заданную область устойчивости замкнутой системы по параметрам полиномов ΔP_1 и ΔP_2 , – необходимо также решать неравенства только относительно коэффициентов $Q_2(s)$. Однако при этом следует учитывать ограничения, налагаемые на коэффициенты $Q_2(s)$ требованием устойчивости самого $Q_2(s)$, т.е. к системе $\Delta_h > 0$ необходимо присоединить систему $\Delta_i > 0$

при $i = 1, \dots, k$, где Δ_i – соответствующий главный определитель матрицы Гурвица для $Q_2(s)$.

Надежность функционирования систем автоматического управления технологическими процессами (АСУТП) определяется как вероятность перехода системы из работоспособного состояния в неработоспособное. С точки зрения теории автоматического управления работоспособное состояние можно охарактеризовать как устойчивость системы, а неработоспособное, соответственно, как неустойчивость. Однако для многих ответственных технологических процессов, таких как управление паровыми котлами, надежность связана не только с устойчивостью, но и показателями качества управления, т.к. по технологическим ограничениям не допускается даже кратковременное превышение регулируемого параметра определенного значения (уровень в барабане, давление газа перед котлом) или слишком большое время регулирования (долгое нахождение пароперегревателя при температурах выше номинальной ведет к пережогу труб). Несоблюдение таких ограничений может приводить к неплановой остановке объектов управления или даже к аварийным ситуациям. Следовательно для таких технологических объектов регуляторы систем стабилизации должны обеспечивать не только робастную стабилизацию, но заданное качество управления. Однако эти задачи зачастую являются противоположными. Ниже предлагается решение, позволяющее найти компромисс между этими двумя требованиями.

Введем в рассмотрение квадратичный интегральный критерий вида

$$I = \int_0^{\infty} (\varepsilon^T \tilde{N} \varepsilon) dt,$$

где ε – вектор отклонений; C – положительно определенная матрица.

Минимизация критерия I с учетом ограничений на коэффициенты a_i , обеспечивающие устойчивость полиномов $Q_2(s)$ и $D(s)$, позволит найти компромисс между квадратичным интегральным критерием качества и робастными свойствами системы управления. Минимизация критерия I осуществляется путем использования решений системы дифференциальных уравнений, полученных для характеристического полинома $\varepsilon(s)$. Так как характеристическим полином для $\varepsilon(s)$ является полином $Q_2(s)$, то система будет иметь вид

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_1(t)}{dt} = \varepsilon_2(t), \\ \dots, \\ \frac{d\varepsilon_k(t)}{dt} = \sum_{i=1}^k -a_{k+1-i} \varepsilon_i(t), \end{cases} \quad (8)$$

где a_i коэффициенты $Q_2(s)$.

Ввиду того, что на коэффициенты a_i наложено условие устойчивости $Q_2(s)$, то, согласно теореме Ляпунова [7], найдется такое единственное D , для которого выполняется соотношение

$$A^T D + DA = -C,$$

где A – матрица, составленная из коэффициентов системы (8), а C – квадратная положительно определенная матрица, задающая конкретный вид квадратичного критерия качества.

D является матрицей, для которой справедливо соотношение

$$V(\varepsilon(t)) = [E(t), DE(t)],$$

где $E(t)$ – вектор, составленный из системы (8).

Тогда по условиям теоремы Ляпунова будет существовать квадратичная форма Ψ вида

$$-\Psi = \frac{dV(\varepsilon(t))}{dt} = [E(t), CE(t)].$$

В этом случае функционал I вычисляется с использованием соотношения

$$\begin{aligned} I &= -\int_0^{\infty} \Psi dt = -\int_0^{\infty} \frac{dV(\varepsilon(t))}{dt} dt = -V(\varepsilon(t)) \Big|_0^{\infty} = \\ &= -\lim_{t \rightarrow \infty} V(\varepsilon(t)) + V(\varepsilon(0)) = V(\varepsilon(0)) = [E(0), DE(0)]. \end{aligned} \quad (9)$$

Из известной теоремы о начальных условиях для $\varepsilon(s)$ получим значения вектора $E(0)$: $\varepsilon_1(0)$, $\varepsilon_2(0)$, ..., $\varepsilon_k(0)$. Аналитическое вычисление функционала I непосредственно через a_i представляется возможным для системы с числом уравнений ≤ 3 . Для системы с большим числом уравнений следует применять численные методы.

Пример. Одним из наиболее ответственных технологических параметров паровых котлов является разрежение. Наличие небольшого постоянного разрежения в верхней части топки необходимо по условиям нормального технологического режима. Автоматическое регулирование процесса должно обеспечить поддержание в заданных пределах разрежение вне зависимости от нагрузки котла. Анализ [8] показал, что разрежение может быть представлено в виде

$$W_{i\ddot{a}}(s) = \frac{K}{T_1 s^2 + T_2 s + 1}. \quad (10)$$

Как известно, коэффициенты передаточной функции объекта управления зависят от его конструктивных особенностей [9]. Следовательно, можно сделать предположение, что у объектов, близких по конструкции, разброс коэффициентов не слишком велик. Данное предположение подтверждается проведенным исследованием кривых разгона разрежения 6 прямоточных газомазутных котлов ПК-47 Заинской ГРЭС. Определение коэффициентов передаточных функций объектов происходило на основе комбинированного метода обработки разгонных характеристик. В результате уровень параметрической неопределенности в объекте (10) можно задать соотношениями: $T_1 = T_{10} + \Delta T_1$, $T_1 = 12 + 7,2$ с; $T_2 = T_{20} + \Delta T_2$, $T_2 = 7,2 + 2,8$ с; $K = K_0 + \Delta K$, $K = 0,4 + 0,3$ мм.вд.ст/%, где K_0 , T_{10} и T_{20} исходные (номинальные) для расчета параметры объекта, а ΔK , ΔT_1 и ΔT_2 их возможные приращения.

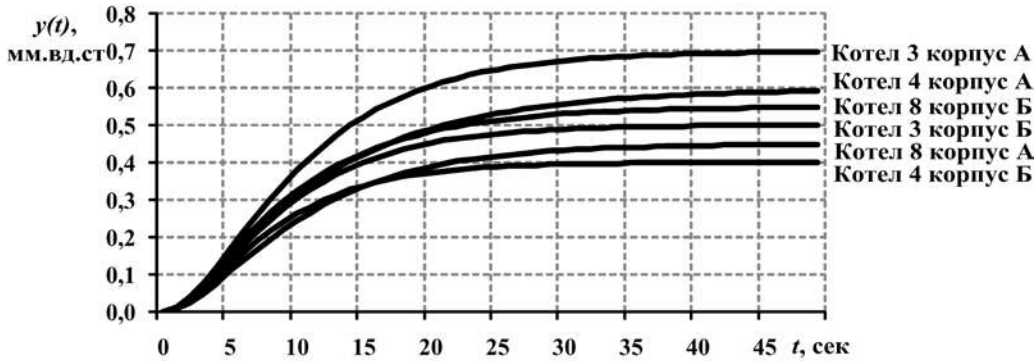


Рис. 2. Разгонные характеристики разрежения котлов ПК-47

В результате номинальный объект управления можно описать передаточной функцией вида

$$W_{\text{иá}}(s) = \frac{P_1(s)}{P_2(s)} = \frac{0,4}{12s^2 + 7,2s + 1}. \quad (11)$$

Тогда, согласно принятым обозначениям, $m = 0$, $n = 2$. Передаточную функцию объекта, отличного от номинального, можно представить в виде

$$W_{\text{иá}}^*(s) = \frac{(0,4) + 0,3}{(12s^2 + 7,2s + 1) + (7,2s^2 + 2,8s)}. \quad (12)$$

Будем рассматривать внешнее воздействие как единичный скачок, т.к. этот вид возмущения является наиболее тяжелым. В этом случае $Q_1(s) = s$, $Q_1(s) = 1$, $r = 1$. По условиям метода передаточная функция замкнутой системы управления запишется как

$$W_{\text{цñ}}(s) = \frac{Q_1(s)}{Q_2(s)} = \frac{b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4}{s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4},$$

где полином $Q_2(s)$ является желаемым и записан в каноническом виде, $k = 4$, $l = 4$.

Тогда получим следующие выражения:

$$L_1(s) = (s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4) - 2,5(b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)(8,3s^2 + 10s + 1),$$

$$N_1(s) = 2,5(b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4),$$

$$T_1(s) = b_0s^3 + b_1s^2 + b_2s + b_3,$$

$$L_{\text{ОСТ}} = 0,$$

$$N_{\text{ОСТ}} = 0,$$

$$T_{\text{иñ}} = a_4 - b_4 = 0.$$

Передаточная функция регулятора запишется в виде

$$W_P(s) = \frac{(s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4) - 2,5(b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)(8,3s^2 + 10s + 1)}{2,5(b_0s^4 + b_1s^3 + b_2s^2 + b_3s + b_4)}$$

Из условия реализуемости передаточной функции получим $b_0 = b_1 = 0$, $b_2 = 0,03$, $b_3 = -0,02 + 0,03a_1$. Из условия равенства нулю остатков от деления получим $b_4 = a_4$. После этого передаточная функция реализуемого регулятора запишется как

$$W_P(s) = \frac{(0,69 - 1,5a_1 + 2,5a_2)s^2 + (0,12 - 0,21a_1 + 2,5a_3)s + 2,5a_4}{0,08s^2 + (-0,05 + 0,08a_1)s}$$

Передаточная функция ошибки регулирования в данном случае запишется в виде

$$\varepsilon(s) = \frac{0,03s + (-0,02 + 0,03a_1)}{s^4 + a_1s^3 + a_2s^2 + a_3s + a_4}$$

Функционал I выберем в виде

$$I = \int_0^{\infty} \left(\varepsilon(t)^2 + \varepsilon'(t)^2 \right) dt.$$

Тогда ограничения, наложенные на коэффициенты характеристического полинома $Q_2(s)$, можно записать как $\Delta_i > 0$ ($i = 1, 2, 3, 4$), где Δ_i – соответствующий определитель матрицы Гурвица для $Q_2(s)$. Характеристический полином для системы с объектом (12) запишется

$$D(s) = 1,58s^4 + (1,58a_1 - 0,14)s^3 + (1,75a_2 - 0,23a_3 + 0,07)s^2 + (1,75a_3 - 0,06a_1 + 0,04)s + 1,75a_4,$$

тогда критерий Гурвица можно записать как Δ_y ($y = 1, 2, 3, 4$), где Δ_y – соответствующий определитель матрицы Гурвица для $D(s)$. Минимизация критерия I осуществляется на решениях системы дифференциальных уравнений, полученных из характеристического полинома $\varepsilon(s)$:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_1(t)}{dt} = \varepsilon_2(t), \\ \frac{d\varepsilon_2(t)}{dt} = \varepsilon_3(t), \\ \frac{d\varepsilon_3(t)}{dt} = \varepsilon_4(t), \\ \frac{d\varepsilon_4(t)}{dt} = -a_4\varepsilon_1(t) - a_3\varepsilon_2(t) - a_2\varepsilon_3(t) - a_1\varepsilon_4(t). \end{cases}$$

Из теоремы о начальных условиях для $\varepsilon(s)$ получим: $\varepsilon_1(0) = 0$, $\varepsilon_2(0) = 8,1$, $\varepsilon_3(0) = 0$, $\varepsilon_4(0) = 0,03$. После отыскания минимума I с учетом наложенных

ограничений на a_i получим: $a_1 = 2,8$, $a_2 = 8,1$, $a_3 = 6,9$, $a_4 = 2,5$. Тогда передаточная функция регулятора запишется в виде

$$W_D(s) = \frac{237,4s^2 + 243,8s + 90}{1,2s^2 + 2,7s}. \quad (13)$$

Переходной процесс при внешнем возмущении в виде единичного скачка для объекта (11) и регулятора (13) показан на рис. 3. Переходной процесс близок к экспоненте, что положительно сказывается на сроке службы исполнительных механизмов, носит устойчивый затухающий характер, при этом максимальное отклонение регулируемого параметра составляет 1,1%. Таким образом, синтезированный регулятор позволяет обеспечить устойчивость и высокое качество управления разрежением для всего класса котлов ПК-47.

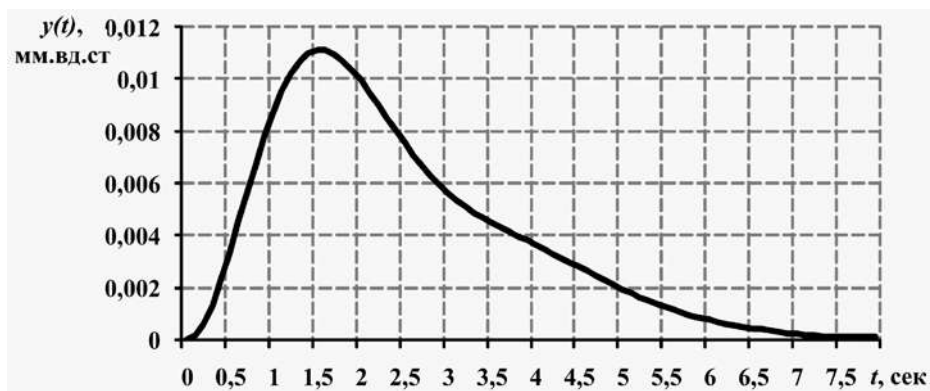


Рис. 3. Переходной процесс объекта и регулятора при единичном скачке

Выводы

Предлагаемый метод синтеза робастных регуляторов основан на модальном подходе, который содержит в себе большой потенциал для решения задач робастности. Применяется аппарат передаточных функций, который хорошо изучен и широко используется не только в теории управления, но и в инженерной практике. Математический аппарат прост и сводится к делению полиномов. Получаемые регуляторы всегда реализуемы и имеют низкий порядок. Всегда существует возможность наделить систему управления требуемыми характеристиками за счет выбора коэффициентов характеристического полинома системы.

Summary

The article suggests synthesis method of robust modal regulators for stabilizing systems. The method is based on the thoroughly studied instrument of transfer functions. The principle of polynomials divisibility is the core idea of the method. Regulator calculation for automatic control system of depression in steam-boiler furnace.

Key words: automatic control system, modal, robust regulator, steam-boiler, stabilizing system, depression.

Литература

1. Бесекерский В. А., Небылов А. В. Робастные системы автоматического управления. М.: Наука, 1983. 240 с.
2. Поляк Б. Т., Щербаков П. С. Робастная устойчивость и управление. М.: Наука, 2002. 303 с.
3. Киселев О. Н., Поляк Б. Т. Синтез регулятора низкого порядка по критерию H и по критерию максимальной робастности // Автоматика и Телемеханика. 1993. №3. С. 119–132.
4. Тарарыкин С. В., Тютиков В. В. Робастное модальное управление динамическими системами // Автоматика и Телемеханика. 2002. №5. С. 41–55.
5. Лозгачев Г. И. Синтез модальных регуляторов по передаточной функции замкнутой системы // Автоматика и Телемеханика. 1995. №5. С. 49–55.
6. Лозгачев Г. И., Тютюнникова Л. А. Построение модальных робастных регуляторов // Известия РАН. Теория и системы управления. 2006. №5. С. 19–22.
7. Барбашин Е. А. Функции Ляпунова. М.: Наука, 1970. 240 с.
8. Белов М. В. Исследование и разработка системы управления водогрейным котлом тепловой станции с использованием частотно-регулирующего привода: дис. канд. техн. наук. Москва, 2008. 180 с.
9. Демченко В. А. Автоматизация и моделирование технологических процессов ТЭС и АЭС. Одесса: Астропринт, 2001. 305 с.

Поступила в редакцию

25 ноября 2010 г.

Копылов Сергей Андреевич – аспирант кафедры «Информационно-измерительные и управляющие системы» (ИИУС) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ). Тел.: 8-917-2868679; 8 (843) 519-43-27. E-mail: sevaz@list.ru.

Шаров Валерий Васильевич – канд. техн. наук, доцент кафедры «Информационно-измерительные и управляющие системы» (ИИУС) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ). Тел.: 8 (843) 545-08-82; 8 (843) 519-43-27. E-mail: shw24@mail.ru.