

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ РЕГУЛИРУЕМОГО ОБЪЕКТА ПО ХАРАКТЕРИСТИКАМ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Предложена методика для определения передаточной функции системы по ее отклику на известный входной сигнал. Экспериментально показана возможность определения передаточной функции регулируемого объекта по передаточной функции замкнутой системы без разрыва обратной связи, что важно при адаптивном регулировании. Предложен способ для уменьшения порядка линейной модели передаточной функции.

Ключевые слова: адаптивное управление, передаточная функция, ПИД-регулирование.

Введение

Принцип обратной связи является основой систем автоматического управления. Регулирующее устройство постоянно или периодически получает информацию о регулируемом объекте, с тем чтобы добиться заданного его поведения. При реализации схемы с обратной связью одной из проблем является выбор закона регулирования и его параметров.

Основным рекомендуемым в литературе способом настройки обратной связи является ее расчет по характеристикам управляемого объекта. Но если он имеет сложную структуру, то предварительный расчет его параметров сопряжен со значительными трудностями. Другой часто встречающийся способ настройки системы – настройка «на глаз», т. е. подбор параметров самим человеком с тем, чтобы его работа удовлетворяла некоторым требованиям. В процессе работы параметры системы могут меняться, а значит, необходимо менять и параметры. Как правило, эта проблема решается выбором «мягких» параметров, при которых система работает удовлетворительно, даже если параметры объекта сильно изменились. Это приводит к значительному снижению эффективности системы обратной связи.

Для решения вышеперечисленных проблем используется адаптивный подбор управляющих параметров непосредственно в процессе работы системы. Существует достаточно большое количество описанных в литературе методов адаптивного управления [1; 2], но большинство из них носят либо полупроцессуальный характер, либо сильно связаны с априорно заданной моделью, описывающей регулируемый объект.

В данной работе предложена регулярная процедура для определения передаточной функции регулируемого объекта на основе изменений переходной функции системы непосредственно в процессе работы при замкнутой обратной связи. На основе реакции системы на заданный тестовый управляющий сигнал рассчитывается передаточная функция регулируемого объекта в s -представлении [3]. Полученная передаточная функция может быть в дальнейшем использована для выбора модели управления и ее параметров. Обратная связь реализована с использованием сигнального процессора, что очень интересно с практической точки зрения в силу универсальности и гибкости процедуры настройки. Процедуру настройки можно повторять периодически и постоянно корректировать параметры обратной связи. В данной работе продемон-

стрировано применение данной процедуры к системе стабилизации напряжения в высоковольтной секции системы электронного охлаждения (COSY, Германия) [4], где требования к стабильности напряжения достаточно высоки (порядка 10^{-5}).

Схема регулируемого объекта

Схема высоковольтного источника напряжения (рис. 1, 2) состоит из управляющей и силовой частей. Источником питания схемы служит специальный турбогенератор на сжатом воздухе [4]. Напряжение с генератора вы-

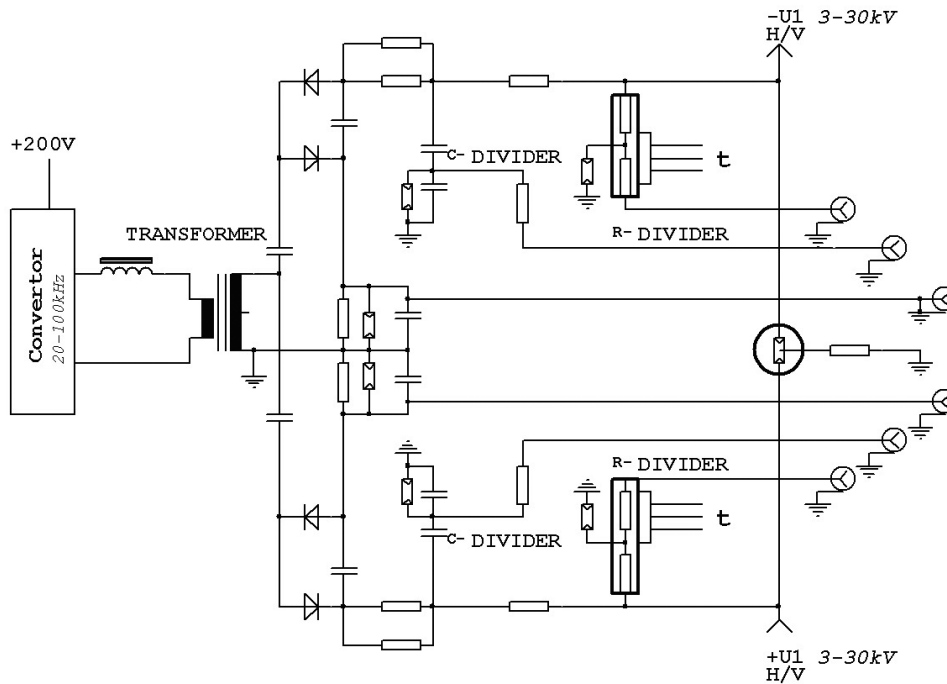


Рис. 1. Схема высоковольтного источника напряжения

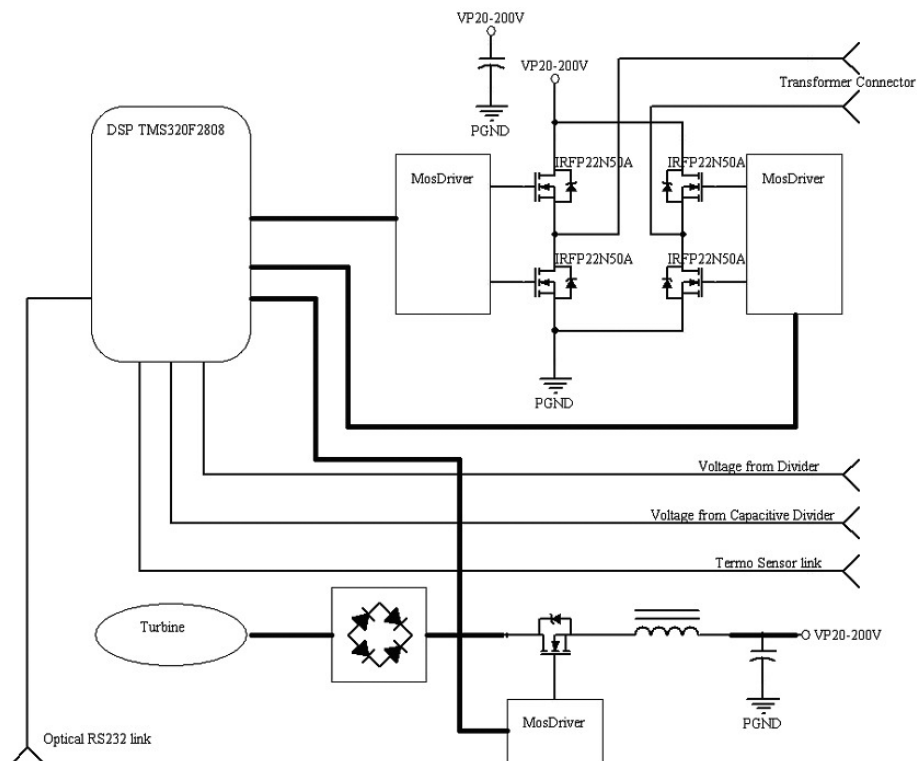


Рис. 2. Схема конвертора

прямляется и подается на вход предварительного стабилизатора напряжения. Он выполнен по дроссельной понижающей схеме с одним силовым MOS транзистором и предназначен для предварительной регулировки и стабилизации напряжения с точностью 10^{-3} . Далее, полученное напряжение питает высоковольтный преобразователь напряжения, выполненный по схеме полного моста на 4-х силовых MOS транзисторах и предназначенный для подключения к нему высоковольтного трансформатора и регулировки выходного высоковольтного напряжения с точностью 10^{-5} . Данный преобразователь и выступал в роли регулируемого объекта в описанных экспериментах.

Управление источником выполнено на основе ПИД-модели [3] с использованием сигнального микропроцессора TMS320F2808PZA (Texas Instruments). Измеренный сигнал с высоковольтного делителя оцифровывается встроенным АЦП микропроцессора и сравнивается с опорным (требуемым) значением. Разница между ними (сигнал ошибки) подается на вход программы, реализующей ПИД-алгоритм с заданными пропорциональным, интегральным и дифференциальным параметрами K_p , K_I и K_D . Эти параметры могут легко меняться в процессе работы.

Число, получаемое на выходе каждого ПИД-регулятора, является скважностью ШИМ (широтно-импульсной модуляции) преобразователя напряжения при постоянном периоде. Значение скважности определяет выходное напряжение источника. Скорость вычислений микропроцессора достаточно высока и позволяет пересчитывать параметры ШИМ для каждого периода работы высоковольтного преобразователя.

Линейная модель регулируемого объекта

В качестве основы для построения математической модели системы управления взята стандартная структурная схема (рис. 3). Математическая модель регулируемого объекта управления $y(t) = G_0[u(t)]$ выбрана в виде решения обыкновенного линейного интегродифференциального уравнения произвольного порядка. Линеаризация не является существенным ограничением для данного метода, так как вблизи рабочей точки объект управ-

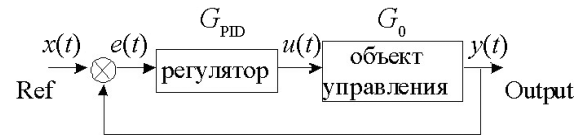


Рис. 3. Структурная схема системы обратной связи: $x(t)$ – управляющий сигнал; $y(t)$ – выходное регулируемое значение; $e(t) = x(t) - y(t)$ – сигнал ошибки

ления может рассматриваться как линейный в случае малых возмущений. Предполагается, что охваченная обратной связью система является исходно устойчивой, что, в общем случае, может быть не верно (например, для нестабильных устройств).

Для закона регулирования использовался простейший тип ПИД-регулятора [5]:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt}.$$

Выбор ПИД-регулятора обусловлен его широкой распространенностью на практике и наличием огромного экспериментального и теоретического материала, позволяющего оценивать поведение системы при изменении параметров обратной связи. В общем случае при достижении адекватной точности определения параметров объекта управления можно переходить к более сложным линейным моделям управления, содержащим большее число параметров.

Используя представление Лапласа для сигналов

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt, \quad f(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{c-i\infty}^{c+i\infty} F(s)e^{st} ds,$$

можно записать передаточную функцию $G_{tot}(s)$ в s -представлении, связывающую выходной и входной сигналы, в случае замкнутой обратной связи:

$$\begin{aligned} G(s) \cdot G_{PID}(s) \cdot (X(s) - Y(s)) &= Y(s), \\ Y(s) &= G_{tot}(s) X(s), \\ G_{tot}(s) &= \frac{G(s)G_{PID}(s)}{1 + G(s)G_{PID}(s)}. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $G(s)$ – передаточная функция управляемого объекта, которую надо найти; $G_{PID}(s)$ – передаточная функция ПИД-регулятора, заданного программой обработки данных в микропроцессоре; $G_{tot}(s)$ – передаточная функция полной замкнутой системы регулирования, которая может быть измерена эксперимен-

тально; $X(s)$ и $Y(s)$ – Лаплас-образы сигналов управления и регулируемого значения. Зная $G_{\text{tot}}(s)$, можно формально обратить формулу (1) и получить оценку для $G(s)$:

$$G_{\text{tot}}(s) = \frac{G_{\text{tot}}(s)}{G_{\text{PID}}(s)(1 - G_{\text{tot}}(s))}. \quad (2)$$

Целью данной работы является проверка этой идеи с описанием практических проблем, встретившихся в процессе ее реализации. Знание Лаплас-образа передаточной функции управляемого объекта может позволить не только более эффективно выбрать параметры ПИД-регулятора или использовать более сложные законы регулирования, но и построить физическую модель управляемого объекта. Использование дробно-рациональной оценки для $G(s)$ в виде

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = D_0 + \sum_i \frac{D_i}{s + s_i}$$

позволяет описать функцию отклика объекта на ступенчатый входной сигнал в терминах суммы экспоненциальных и экспоненциально-гармонических составляющих. Каждой паре комплексных констант D_i и s_i соответствует решение вида [6]

$$G(\tau) = D_i \theta(\tau) e^{-s_i \tau},$$

где $\theta(\tau)$ – функция Хевисайда. Наличие аддитивного слагаемого D_0 соответствует мгновенному отклику управляющей системы на внешнее возмущение

$$G(\tau) = D_0 \delta(\tau),$$

что, конечно, не реализуемо в реальных системах, но может быть использовано на практике для описания процессов в системе с очень маленьким собственным временем.

Как видно из самого определения преобразования Лапласа, оно определено только для непрерывных функций. При использовании дискретных сигналов применяют дискретное преобразование Лапласа [3], которое следует из непрерывного преобразования с заменой интеграла на сумму

$$F(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f_n e^{-snT},$$

где T – период дискретизации. Если в данном определении сделать замену $z = e^{sT}$, то получим выражение

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f_n z^{-n},$$

которое называется z -преобразованием [3]. В его терминах решение разностного уравнения

$$\begin{aligned} a_0 y_i + a_1 y_{i-1} + \dots + a_n y_{i-n} = \\ = b_0 x_i + b_1 x_{i-1} + \dots + b_m x_{i-m} \end{aligned} \quad (3)$$

записывается в виде

$$\begin{aligned} Y = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} X = \\ = \frac{B(z)}{A(z)} X = W(z), \end{aligned} \quad (4)$$

где $Y(z)$ и $X(z)$ – z -образы входной и выходной последовательностей y_i и x_i ; $W(z)$ – передаточная функция заданного дискретного уравнения.

Заметим, что переход из дискретного z -представления сигнала в непрерывное s -представление по определению не однозначен и существует произвол в выборе схемы дискретизации. В нашем случае для анализа передаточной функции регулируемого объекта выбрана следующая замена [5]:

$$\begin{aligned} z^{-1} = e^{-sT} \approx \frac{1 - sT/2}{1 + sT/2}, \\ s \approx \frac{2}{T} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right). \end{aligned} \quad (5)$$

Для определения передаточной функции ПИД-регулятора в дискретном виде использовалась формула численного дифференцирования

$$\frac{df}{dt} \approx \frac{f_n - f_{n-1}}{T_d},$$

а интеграл оценивался методом трапеций. В результате получается следующее разностное уравнение [5]:

$$y_n = A_1 y_{n-1} + B_0 e_n + B_1 e_{n-1} + B_2 e_{n-2},$$

где $A_1 = 1$, $B_0 = K_p + K_1 T_s / 2 + K_D / T_s$,

$B_1 = K_p + K_1 T_s / 2 - 2K_D / T_s$, $B_2 = K_D / T_s$, T_s – период дискретизации. Соответствующая передаточная функция разомкнутого ПИД-регулятора равна

$$G_{\text{PID}}(z) = \frac{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (6)$$

Формулы (4) и (6) позволяют полностью описать нашу систему в дискретном виде z -представления, которое впоследствии может быть конвертировано в свой s -аналог.

Определение параметров регулируемого объекта

Как правило, в случае, когда аналитически рассчитать передаточную функцию невозможно, характеристики объекта можно определить по переходным характеристикам разомкнутой цепи. Но при адаптивном регулировании измерять характеристики объекта желательно в процессе работы, поэтому определить переходные характеристики регулируемого объекта напрямую технически сложно. В предложенном методе измеряются переходные процессы полной системы с включенной обратной связью и по ним оцениваются параметры регулируемого объекта.

По аналогии с s -представлением полная передаточная функция ПИД-регулятора и регулируемого объекта в z -представлении равна произведению функций каждого звена

$$G'(z) = G(z)G_{\text{PID}}(z),$$

а передаточная функция всей системы с обратной связью равна

$$G_{\text{tot}}(z) = \frac{G'(z)}{1 + G'(z)} = \frac{G(z)G_{\text{PID}}(z)}{1 + G(z)G_{\text{PID}}(z)}. \quad (7)$$

Если из (7) выразить $G(z)$ через остальные функции, то можно рассчитать передаточную функцию регулируемого звена по характеристикам полной системы с обратной связью

$$G(z) = \frac{G_{\text{tot}}(z)}{G_{\text{PID}}(z)(1 - G_{\text{tot}}(z))}. \quad (8)$$

После этого с помощью замены (5) можно перейти к непрерывному s -представлению.

В начале измерений система устанавливалась в рабочий режим при произвольных «грубых» значениях ПИД-регулятора. Далее на вход «Ref» подавался тестовый дискретный сигнал x_n , имеющий форму «ступеньки», и измерялся сигнал отклика на выходе системы. За-

тем с помощью функции `stmcb` из пакета программ MATLAB оценивались коэффициенты a_i и b_i разностного уравнения (3). Эта функция минимизирует разницу между реальным выходным сигналом y_n и выходом математической модели (4) при заданном сигнале на входе x_n . По данной оценке определялась передаточная функция полной системы

$$G_{\text{tot}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}.$$

При этом предполагалось, что время измерения намного меньше характерного времени изменения параметров регулируемого объекта (прогрев и т. п.).

Для реализации следующего шага заметим, что он содержит операцию деления на функцию отклика чистого ПИД-регулятора. Эта операция обратна операции (7), содержащей $G_{\text{PID}}(z)$ в числителе и реализуемой в микроконтроллере при осуществлении регулирования. Таким образом, функция $G_{\text{tot}}(z)$ содержит набор нулей и полюсов, которые должны совпадать, т. е. в знаменателе имеется ряд множителей, которым соответствуют такие же множители в числителе. В идеальном случае все они должны сократиться. Но из-за погрешностей численных методов они не совпадают точно, хотя лежат очень близко. В итоге возникает проблема сокращения лишних нулей и полюсов. Данная проблема усугублена «врожденным» пороком всех линейно авторегрессионных методов анализа сигналов на основе выражения (4). Этот порок связан с появлением «ложных» полюсов и нулей [7]. Вне зависимости от закона, генерирующего наборы значений x_n и y_n , функция `stmcb` всегда найдет требуемое число нулей и полюсов.

Для решения этих проблем предложено оценивать «вес» полюса по формуле

$$A = \left| \lim_{z \rightarrow z_p} ((s - s_p)G(s)) \right|, \quad (9)$$

где s_p – полюс передаточной функции. Если полюс и нуль функции совпадают, то данный предел стремится к нулю. Отсюда следует, что чем ближе нуль к полюсу, тем меньше A . Таким образом вводится «вес» A для каждого полюса и исключаются «лишние» полюсы и нули, вносящие минимальный вклад в передаточную функцию.

Пример использования метода восстановления передаточной функции регулируемого объекта

На рис. 4 приведена типичная функция отклика системы на сигнал управления. Сигналы показаны относительно рабочей точки, т. е. их значения отличаются от графика на некоторую константу. Данной функции отклика соответствует передаточная функция в z -представлении

$$G_{tot}(z) = \frac{-0,01056 + 0,03625z^{-1} - 0,0401z^{-2} + 0,01443z^{-3}}{1 - 2,956z^{-1} + 2,912z^{-2} - 0,9566z^{-3}}.$$

На рис. 5 показано соответствие экспериментальных данных линейной аппроксимации на основе авторегрессионной модели (4).

Передаточной функцией ПИД-регулятора из (6) является

$$G_{PID}(z) = \frac{0,5005 - 0,4995 z^{-1}}{1 - z^{-1}}.$$

Далее, используя (6) и (8), вычисляем передаточную функцию регулируемого объекта. В результате получается выражение, в числителе и знаменателе которого содержатся члены вплоть до степени z^{-7} .

Теперь применим формулу (9) для расчета вклада каждого полюса в передаточную функцию. Сначала перейдем от z -представления к s -представлению. Для этого воспользуемся стандартной функцией MATLAB d2s, выполняющей перевод на основе матричного логарифма.

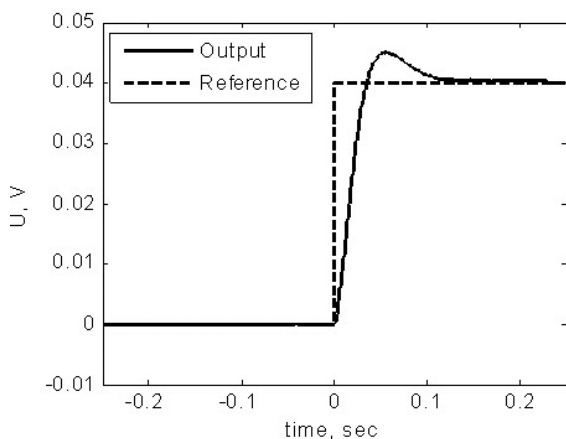


Рис. 4. Функция отклика системы и управляющий сигнал при следующих коэффициентах ПИД-регулятора: $K_p = 0,05$, $K_i = 0,001$, $K_D = 0$

В качестве примера приведем полученные численные значения параметра веса полюса A :

- 3,036826115810768e-001;
- 2,142646525032099e-001;
- 2,496331531371723e-002;
- 1,939108173119340e-003;
- 4,436422448055433e-015;
- 3,604986805852199e-015;
- 5,436155253071097e-016.

Видно, что три значения из семи настолько малы, что их вклад можно не учитывать. Из оставшихся четырех можно отбросить еще и последнее, которое является наименьшим из них.

Для иллюстрации идеи операции отбора на рис. 6 показаны полюсы и нули передаточной функции регулируемого объекта до и после процедуры исключения лишних полюсов и нулей. Из верхнего рисунка видно, что местонахождение части из семи полюсов совпадают с местоположением нулей. Это означает, что их вклад в передаточную функцию очень мал. Именно эти полюсы и соответствующие им нули исключаются из передаточной функции, что и продемонстрировано на нижней части рис. 6.

После устранения «лишних» полюсов снова вернемся к переменной z . В результате получаем передаточную функцию, в которой содержатся члены только до z^{-3} ,

$$G_{tot}(z) = \frac{-0,19 + 0,6521z^{-1} - 0,7215z^{-2} + 0,2596z^{-3}}{1 - 2,779z^{-1} + 2,565z^{-2} - 0,7861z^{-3}}.$$

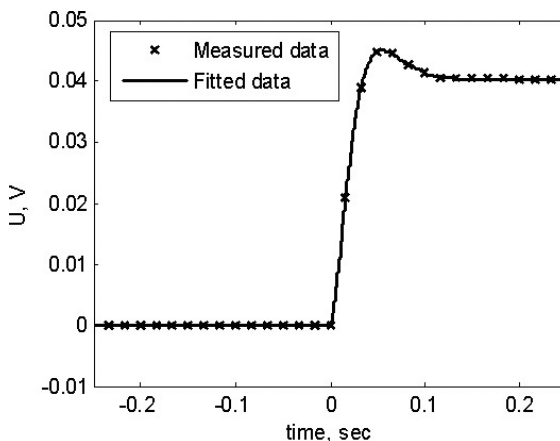


Рис. 5. Сравнение экспериментальных данных с линейной аппроксимацией на основе авторегрессионного метода (2)

На рис. 7 показано сравнение передаточных функций $G_{tot}(z)$ до и после операции удаления лишних полюсов. Видно, что эта операция не сказалась на точности описания функции отклика полной системы.

Используемое оборудование и программное обеспечение позволило нам «разорвать» обратную связь и сравнить передаточную функцию регулируемого объекта, измеренную напрямую, с функцией, восстановленной в результате анализа системы с замкнутой обратной связью. Входным сигналом здесь является длительность ШИМ, а выходным – напряжение на выходном делителе. На рис. 8 показано сравнение переходных характеристик регулируемого объекта, измеренных напрямую, с полученными из характеристик системы с обратной связью.

Наблюдаемое отличие может быть связано с тем, что в данном методе недостаточно корректно рассчитывается уровень, на который выходит регулируемый объект после подачи на его вход ступенчатого сигнала. ПИД-регулятор, входящий в состав полной системы, имеет бесконечно большой коэффициент усиления при частоте, стремящейся к нулю. Таким образом, он обеспечивает точный выход регулируемой величины на заданный уровень практически вне зависимости от свойств регулируемого объекта. Поэтому в формуле (2) точность определения передаточной функции объекта определяется точностью стремления к 1 полной передаточной функции системы.

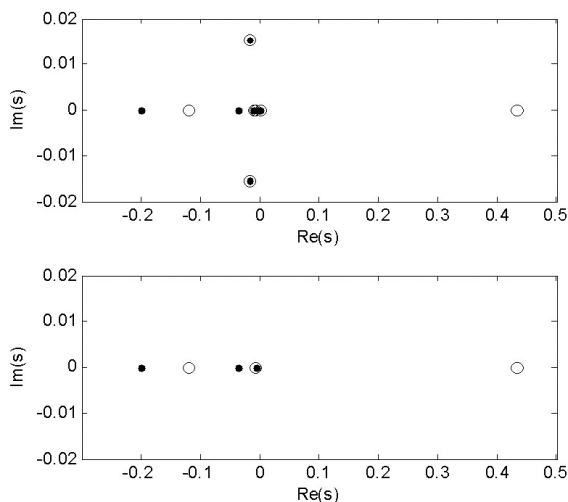


Рис. 6. Положение полюсов и нулей передаточных функций седьмого (верхний рисунок) и третьего (нижний рисунок) порядков в плоскости s . Точками обозначены полюсы, окружностями – нули

Однако, как продемонстрировано ниже, это слабо сказывается на предсказательной способности построенной модели, потому что этот же эффект работает в сторону уменьшения роли ошибки при обратном расчете поведения системы по восстановленной передаточной функции.

Выбор оптимального порядка модели

В большинстве случаев рассматриваемый регулируемый объект неплохо описывается передаточной функцией с двумя действительными полюсами. Однако функции с двумя полюсами не всегда достаточно, чтобы хорошо описать процесс. В некоторых режимах появляются «тонкие» процессы, для описания которых необходимо увеличить количество полюсов в передаточной функции до трех. При этом в описываемой методике порядок числителя передаточной функции регулиру-

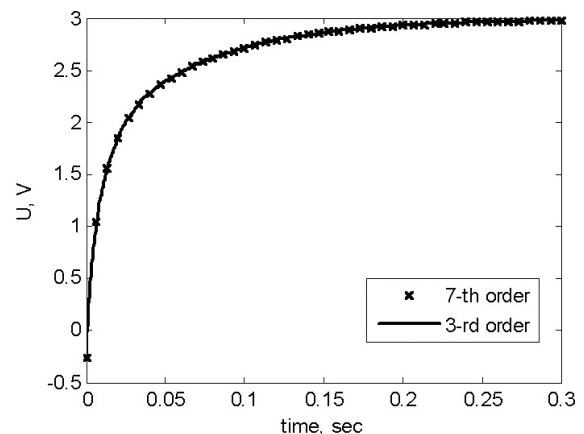


Рис. 7. Сравнение передаточных функций до и после устранения избыточных полюсов и нулей

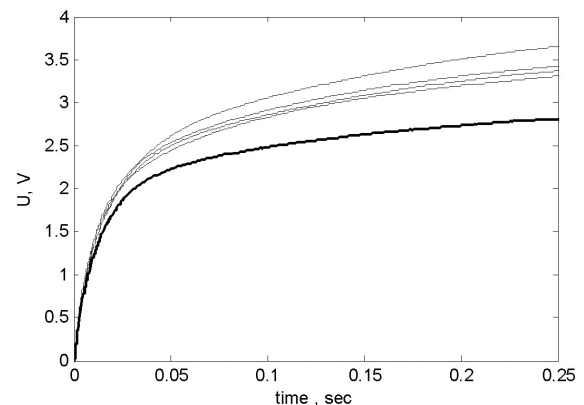


Рис. 8. Переходные характеристики регулируемого звена, измеренные напрямую (толстая линия) и посчитанные из характеристик системы с обратной связью (тонкие линии)

емого звена всегда равен порядку знаменателя (т. е. количество нулей всегда равно количеству полюсов).

На рис. 9 приведены экспериментально измеренные отклики рассматриваемой системы

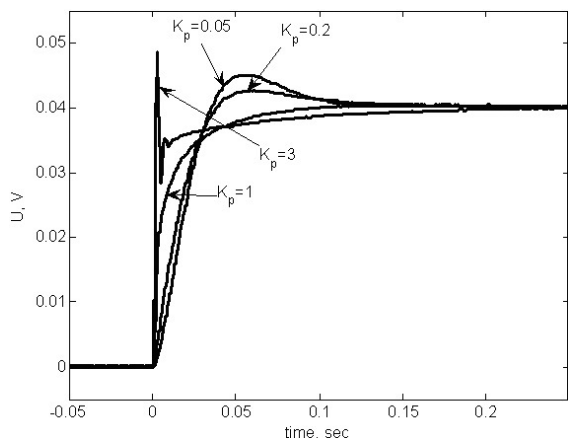


Рис. 9. Экспериментально измеренные отклики системы на ступенчатый входной сигнал при различных K_p ($K_I = 0,001$)

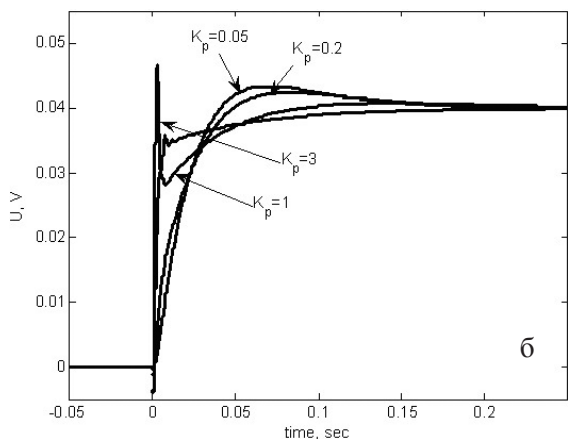
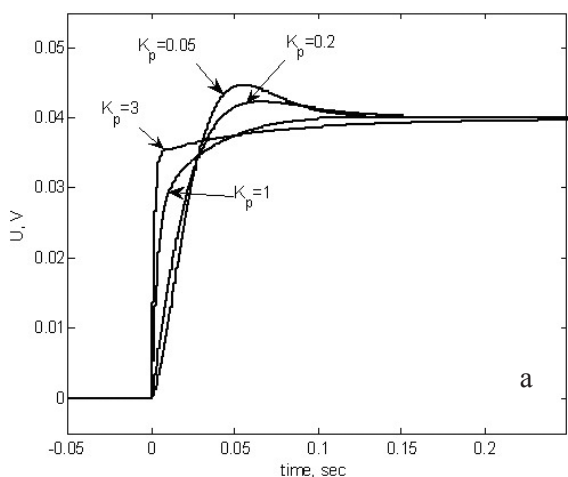


Рис. 10. Оцененные отклики системы на ступенчатый входной сигнал при различных K_p ($K_I = 0,001$) при различном выборе опорного измерения: а – при $K_p = 0,05$; б – при $K_p = 3$

на ступенчатый сигнал (см. рис. 3) при различных K_p . Видно, что в определенных режимах появляется эффект перерегулирования. Наблюдаются два типа перерегулирования. При относительно малых значениях K_p , но большом K_I , появляется медленная колебательная составляющая ($K_p = 0,05$ и $K_p = 0,2$ на рис. 9). При больших значениях K_p возникает другой колебательный процесс с похожими свойствами, но с намного меньшим характерным временем, который выглядит, как резкий пик в начале процесса перестройки напряжения ($K_p = 3$ на рис. 9). Подобное перерегулирование может возникать как следствие работы управляющей системы в дискретном режиме [5]. При резком переходе обратная связь начинает обрабатывать появившуюся большую ошибку, выставляя на выходе ПИД-регулятора такое значение, что система очень быстро перестраивается. Поскольку система дискретна, в следующий раз выход регулятора рассчитывается только через определенное время, за которое сигнал на выходе может «перескочить» заданный уровень. Однако анализ результатов измерений показывает, что процесс, наблюдаемый в нашей схеме, не связан с дискретностью, поскольку период колебаний намного больше периода дискретизации.

Взяв за основу результаты измерений откликов в системе с включенной обратной связью при следующих параметрах ПИД-регулятора: $K_p = 0,05$, $K_I = 0,001$, $K_D = 0$ (см. кривую с $K_p = 0,05$ на рис. 9), была рассчитана передаточная функция регулируемого объекта с помощью методики, описанной выше, в модели, содержащей два нуля и два полюса. На основе данной передаточной функции объекта оценены отклики полной системы при различных значениях K_p и сравнены с экспериментально измеренными данными. На рис. 10, а показаны результаты этих расчетов. Как видно из сравнения рис. 9 и 10, а, полученная передаточная функция регулируемого объекта с хорошей точностью описывает свойства системы за исключением высокочастотного колебательного эффекта при $K_p = 3$. Увеличение порядка модели не приводит к особому улучшению. Это связано с тем, что при $K_p = 0,05$ эффект сильно подавлен, и рассчитать параметр (или параметры), ответственный за него, невозможно,

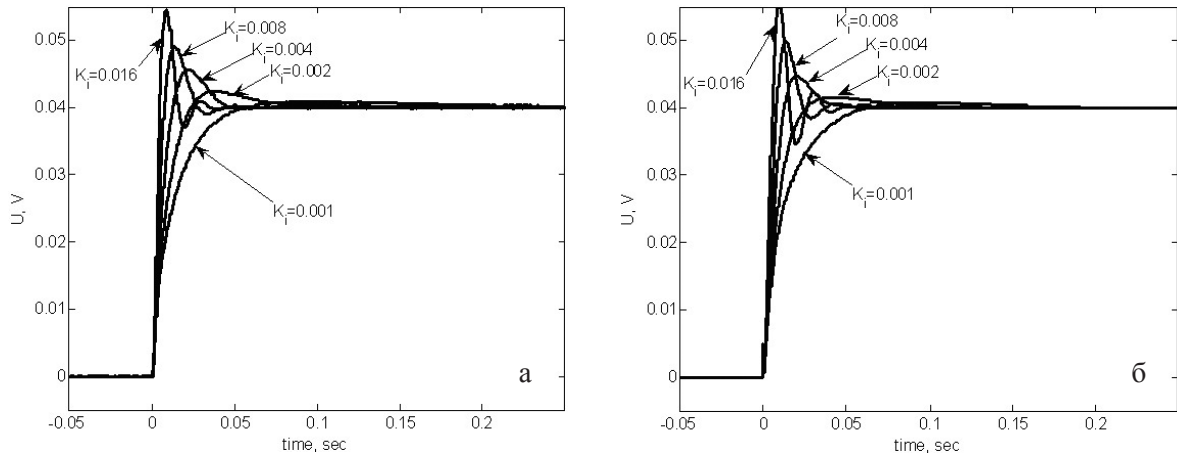


Рис. 11. Отклики системы на ступенчатый входной сигнал при различных K_I ($K_p = 0,5$), измеренные экспериментально (а) и полученные в результате расчетов (б)

поскольку его влияние трудноразличимо на фоне ошибки измерений.

Для более качественного описания данного высокочастотного эффекта было выбрано измерение с $K_p = 3$ (см. кривую с $K_p = 3$ на рис. 9). По результатам данного измерения вычислялась передаточная функция регулируемого объекта, содержащая три нуля и три полюса. Результаты расчетов показаны на рис. 10, б. Видно, что теперь стало возможным описание эффекта быстрого перерегулирования, хотя качество описания низкочастотных эффектов несколько снизилось.

В заключение рассмотрим поведение системы в зависимости от величины интегрального коэффициента. На рис. 11, а приведены переходные характеристики для разных K_I при одном и том же $K_p = 0,5$, измеренные экспериментально.

Выбрав за основу результаты измерений отклика в системе с включенной обратной связью при $K_p = 0,05$, $K_I = 0,001$, $K_D = 0$ (см. кривую с $K_p = 0,05$ на рис. 9), была рассчитана передаточная функция регулируемого объекта, содержащая два нуля и два полюса. На рис. 11, б показаны отклики замкнутой системы оцененные с ее использованием для различных K_I . Видно, что совпадение рассчитанных кривых с измеренными очень хорошее.

В результате, с учетом описания всех «быстрых» и «медленных» процессов (см. рис. 9), рассматриваемый регулируемый объект можно качественно представить в виде суммы трех экспоненциальных процессов с характерными временами затухания 65, 10 и 1,6 мс, соответствующих передаточной функции

$$G(s) = -0,26 + \frac{20}{s+15,5} + \frac{165}{s+104,7} + \frac{233}{s+600}.$$

Хотя у передаточной функции звена нет комплексных полюсов, связанных с осцилляторным поведением регулируемого объекта, полную систему можно ввести в режим, при котором появятся комплексные полюсы и эффект перерегулирования в переходном процессе.

Заключение

В данной статье предложен метод определения передаточной функции замкнутой системы по ее откликам на заданный входной сигнал. С помощью данной методики разработана система для практического определения передаточной функции регулируемого объекта во время работы без разрыва обратной связи. Полученные результаты предназначены для расчета оптимальных параметров ПИД-регулятора при адаптивном регулировании.

Для уменьшения порядка передаточной функции предложена методика, исключаящая из нее лишние полюсы с помощью отбора по вычетам функции в данной точке. Проведенные сравнения переходных процессов, рассчитанных теоретически, с экспериментальными полученными показали, что оценка передаточной функции регулируемого объекта адекватно описывает свойства системы. Как показали исследования, для такой методики необходимо с хорошей точностью знать передаточную функцию ПИД-регуля-

тора, поэтому здесь особенно удобно работать с регуляторами, реализованными в программном виде.

Список литературы

1. Чаки Ф. Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Пер. с англ. В. В. Капитоненко, И. С. Анисимова. М.: Мир, 1975.

2. Dumont G. A., Huzmezan M. Concepts, methods and techniques in adaptive control // Proc. of the American Control Conference. Anchorage, AK, 2002. P. 1137–1150.

3. Бесекинский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. СПб.: Профессия, 2004.

4. Electron cooling for COSY (prototype of the high voltage section): Status report. Novosibirsk, BINP, 2007.

5. Bechhoefer J. Feedback for physicists: A tutorial essay on control // Review of Modern Physics. 2005. Vol. 77. P. 783–835.

6. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и z-преобразования / Пер. с нем. Г. А. Вольперта. М.: Наука, 1971.

7. Марпл С. Л. (мл.) Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. О. И. Хабарова, Г. А. Сидоровой. М.: Мир, 1990.

Материал поступил в редколлегию 30.05.2008

M. I. Bryzgunov, A. D. Goncharov, V. B. Reva, D. N. Skorobogatov

DETERMINATION OF TRANSFER FUNCTION OF CONTROLLED OBJECT BY CHARACTERISTIC OF CLOSED-LOOP CONTROL WITH FEEDBACK

The method for determination on transfer function of a system by its response to well-known input signal is proposed. The possibility of determination of transfer function of controlled object by transfer function of closed-loop control without disconnection of feedback is shown experimentally. The method for reduction of order of linear model of transfer function is proposed.

Keywords: adaptive control systems, transfer function, PID-control systems.