

Во втором случае (без задания доминирующих полюсов) получено: $x=-2,39$, $y=8,205$, $k_p=0,066$, и следовательно, $k_{п1}=0,3155$, $k_{п2}=4,82$, $k_{д1}=0,066$.

На рис. 6 представлены графики переходных процессов замкнутых САР с синтезированными параметрами ПИД-регулятора двумя способами: первый – с заданием доминирующих полюсов $s_{1,2}=-1+6j$, второй – без их задания.

Проверка результатов синтеза путем построения переходного процесса показала, что в первом случае перерегулирование составило $\sigma=10,1\%$, а время регулирования $t_p=1,23$ с. Во втором получено $\sigma=10,2\%$, а $t_p=1,72$ с. Абсолютная погрешность для заданного перерегулирования в первом случае составила $0,1\%$, а для времени регулирования $0,77$ с. Во втором случае – $0,2\%$ и $0,28$ с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Киселев О.Н., Поляк Б.Т. Синтез регуляторов низкого порядка по критерию H и по критерию максимальной робастности // Автоматика и телемеханика. – 1999. – № 3. – С. 119–130.
2. Штейнберг Ш.Е., Серёжин Л.П., Залуцкий И.Е., Варламов И.Г. Проблемы создания и эксплуатации эффективных систем регулирования // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2004. – № 7. – С. 1–7.
3. Удерман Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем. – М.: Наука, 1972. – 448 с.

Выводы

1. Получена аналитическая зависимость постоянного множителя передаточной функции ПИД-регулятора от расположения его нулей на корневой плоскости. Исследована проблема получения прямых показателей качества.
2. Определены соотношения, связывающие прямые показатели качества, перерегулирование и время регулирования, с доминирующими полюсами и нулями ПИД-регулятора.
3. Предложена методика синтеза параметров ПИД-регулятора на основании расположения как полюсов системы, так и ее нулей.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. ГК 14.740.11.0542.

4. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В., Суходоев М.С. Определение желаемой области расположения доминирующих полюсов замкнутой системы с учетом её нулей // Известия Томского политехнического университета. – 2008. – Т. 312. – № 5. – С. 57–61.
5. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В. Задачи корневого анализа и синтеза и синтеза систем автоматического управления // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 316. – № 5. – С. 16–20.

Поступила 16.09.2010 г.

УДК 681.5

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

С.В. Ефимов, С.В. Замятин, С.А. Гайворонский

Томский политехнический университет
E-mail: efimov@tpu.ru

Рассмотрены классические методы идентификации, исследованы их достоинства и недостатки. Получены соотношения, связывающие прямые показатели качества переходной характеристики идентифицируемого объекта с расположением его нулей и полюсов. На основе этих соотношений разработана методика идентификации линейного динамического объекта. Приводится числовой пример.

Ключевые слова:

Идентификация, переходная характеристика, перерегулирование, время регулирования, нули и полюса системы, корневой подход.

Key words:

Identification, transfer characteristic, overshoot, settling time, zeros and poles of system, root approach.

Анализ классических методов идентификации

В зависимости от принятого критерия классификации методы идентификации объектов автоматизации выделяются в отдельные группы – по объему исходной информации, по виду эксперимента, по типу исследуемого объекта, по исследуемому математическому аппарату и др.

Наиболее распространенными и часто встречающимися методами идентификации являются частотный и с помощью переходной функции [1].

Частотный метод идентификации, как правило, применяется в лабораторных условиях. Он подразумевает возможность искусственного воздействия на объект управления синусоидальным сигналом

различной частоты. Предполагается, что структура объекта известна, необходимо определить ее параметры, $b_m, b_{m-1}, \dots, b_1, a_n, a_{n-1}, \dots, a_0$:

$$W(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + 1}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}. \quad (1)$$

На основе (1) получим комплексную амплитудно-фазовую частотную характеристику (АФЧХ) как сумму вещественной частотной характеристики (ВЧХ) и мнимой частотной характеристики (МЧХ):

$$\begin{aligned} W(j\omega) &= \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + 1}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_0} = \\ &= P(\omega) + jQ(\omega). \end{aligned} \quad (2)$$

Для получения экспериментальных значений ВЧХ $P(j\omega_1)$ и МЧХ $Q(j\omega_1)$ воздействуют на объект управления синусоидальным сигналом с частотой ω_1 . Приравнивая теоретические ВЧХ и МЧХ (2) экспериментальным, получают пару уравнений:

$$\begin{aligned} P_{\text{теор}}(\omega_1) &= P_{\text{экс}}(\omega_1); \\ Q_{\text{теор}}(\omega_1) &= Q_{\text{экс}}(\omega_1). \end{aligned}$$

Однако в (1), а, соответственно, и в (2) содержится $m+n$ неизвестных параметров, поэтому для определения всех параметров передаточной функции (ПФ) системы необходимо провести $k/2$ экспериментов, где $k=m+n+1$; m, n – порядок числителя и знаменателя соответственно. Таким образом, решив систему из k уравнений, определяют все параметры ПФ.

Наряду с частотным методом широко распространены метод идентификации по переходной характеристике. На объект управления воздействуют единичным ступенчатым воздействием и получают реакцию объекта: переходную характеристику в виде непрерывной кривой или массива значений с определенным шагом дискретизации. Аппроксимируя переходную функцию аналитическим выражением и дифференцируя это выражение, можно получить импульсную переходную характеристику.

В инженерной практике распространение получили графоаналитические методы, позволяющие для заданной структуры объекта управления рассчитать ее параметры.

В зависимости от вида кривой переходной характеристики делают дополнительные построения для аппроксимации и применяют приближенные инженерные формулы для расчета. Так для идентификации объекта управления, описываемого дифференциальным уравнением $T(d/dt)y(t) + y(t) = kx(t)$, необходимо определить параметры k, T . Рассмотрим рис. 1, иллюстрирующий способы определения параметров системы.

Так как переходная характеристика – это реакция объекта управления на ступенчатое воздействие, то коэффициент передачи объекта $k = A_{\text{уст}}/x$, где $A_{\text{уст}}$ – установившееся значение; x – ступенчатое воздействие на объект.

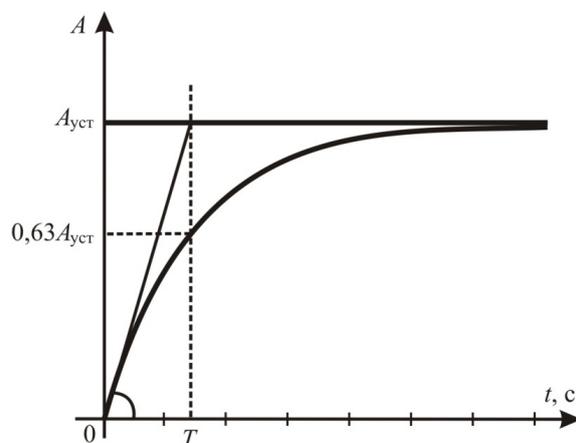


Рис. 1. Переходная характеристика объекта первого порядка

Постоянная времени T может быть определена двумя способами. При определении T первым способом строится касательная к кривой переходной характеристики в точке $t=0$, из точки пересечения касательной и прямой $A=A_{\text{уст}}$ проводится перпендикуляр к оси времени. При использовании второго способа считается, что T соответствует времени

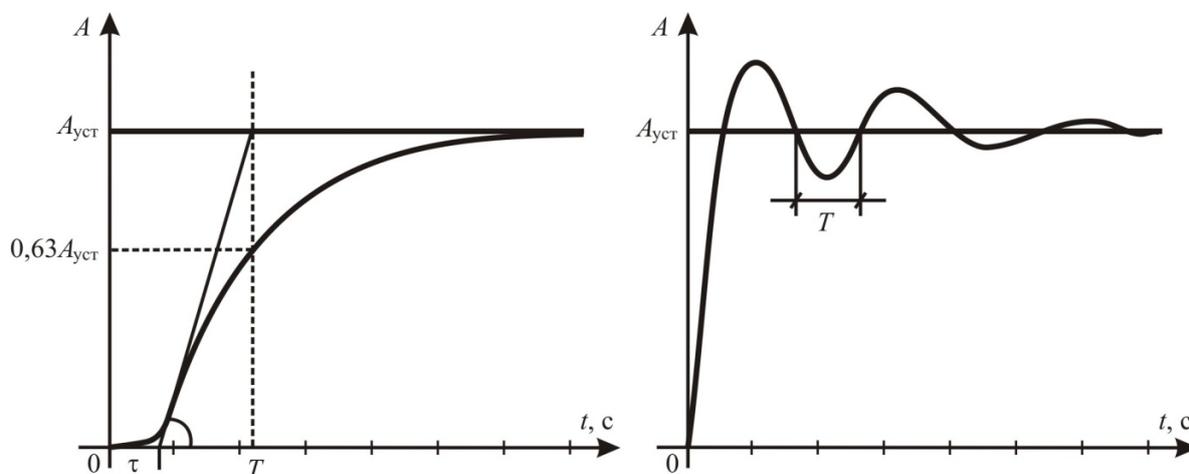


Рис. 2. Переходные характеристики: объекта с запаздыванием (слева); колебательного объекта (справа)

достижения кривой переходной характеристики 63 % от значения $A_{уст}$, рис. 1.

Аналогично идентифицируются системы с запаздыванием и колебательные системы, рис. 2.

Рассмотренные методы идентификации имеют свои достоинства и недостатки. Частотный метод хорош для идентификации объектов не высокого порядка, в противном случае это ведет к большому числу экспериментов, что не всегда допустимо в силу специфики объекта управления. Метод дает достаточно точные результаты в том случае, когда структура объекта идентификации априорно известна, но при этом требуется большое количество экспериментов и расчетов для идентификации.

В свою очередь, метод идентификации по переходной характеристике менее точно идентифицирует объекты в силу применения аппроксимации и приближенных инженерных формул. Основным недостатком этого метода заключается в том, что он не предусматривает наличия нулей в идентифицируемом объекте, т. е. ПФ такого объекта должна быть вида $W(s) = \frac{ke^{s\tau}}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0}$. Этот метод достаточно прост в расчетах, и его рекомендуется применять для систем не выше второго порядка.

Известно, что переходная характеристика $h(t)$ системы на единичное ступенчатое воздействие описывается формулой Хевисайда:

$$h(t) = \frac{G(0)}{H(0)} + \sum_{k=1}^n \frac{G(s_k)}{s_k H'(s_k)} e^{s_k t}, \quad (3)$$

где $G(s)$, $H(s)$ – числитель и знаменатель объекта идентификации, s_k – k -й полюс объекта.

Однако (3) можно представить в другом виде:

$$h(t) = \frac{G(0)}{H_0(0)} + \sum_{j=1}^m \frac{\prod_{i=1}^n |s_i| \prod_{j=1}^m (s_k - N_j)}{\prod_{j=1}^m |N_j| \sum_{k=1}^n s_k \prod_{i=1, i \neq k}^n (s_k - s_i)} e^{s_k t}, \quad (4)$$

где s_k и N_j – полюсы и нули объекта.

Зависимость (4) связывает расположение нулей и полюсов объекта с кривой переходной характеристики $h(t)$.

Таким образом, представляет интерес решение задачи размещения нулей и полюсов, соответствующих заданной кривой переходной характеристики $h(t)$.

Постановка задачи

Пусть на вход объекта управления подано единичное ступенчатое воздействие X . На выходе получена реакция объекта на это воздействие, рис. 3.

Необходимо идентифицировать кривую переходной характеристики по предполагаемому расположению нулей и полюсов системы на комплексной плоскости.

Решение задачи идентификации

Известно, что на динамику системы оказывают влияние как все полюсы, так и нули системы [2].

Однако степень влияния того или иного полюса или нуля различна. От расположения всех нулей и полюсов системы относительно друг друга зависит и вид переходного процесса: монотонный, аperiodический, колебательный.

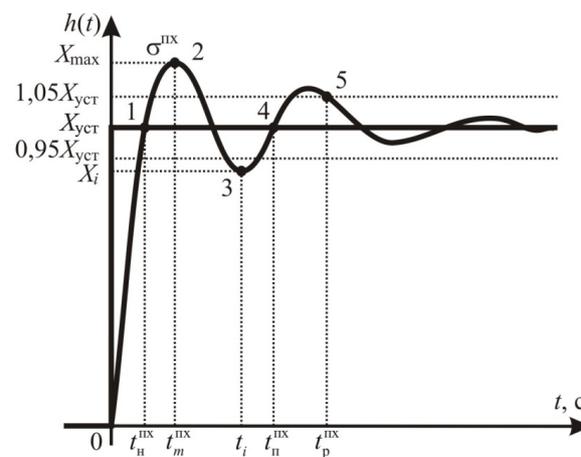


Рис. 3. Реакция идентифицируемого объекта на единичное ступенчатое воздействие

Первым шагом идентификации является выбор структуры идентифицируемого объекта. Проектировщику необходимо задать количество полюсов и нулей. Порядок объекта можно задавать итеративным способом, усложняя ее до тех пор, пока не будет получен удовлетворительный результат. Учитывая вид кривой переходной характеристики, можно сократить объем расчетов. К примеру, у объекта с кривой переходной характеристики, рис. 3, в силу колебательного процесса имеется как минимум два комплексно-сопряженных полюса, поэтому можно исключить варианты с одним и двумя действительными полюсами, т. к. тогда будет наблюдаться монотонный переходный процесс. Далее, если полученные результаты идентификации с заданной структурой оказываются не удовлетворительными, то порядок объекта повышается, добавляются еще полюсы и/или нули.

Для заданного объекта составляется характеристический полином:

$$H(s, s_1, s_2, \dots, s_n) = (s - s_1)(s - s_2) \dots (s - s_n), \quad (5)$$

где s – оператор Лапласа; s_j – полюсы объекта. Нули образуют полином $G(s) = k(s - N_1)(s - N_2) \dots (s - N_m)$, где k – постоянный множитель ПФ; N_j – заданные нули.

Те полюсы полинома (5), которые оказывают определяющее воздействие на результирующую кривую переходного процесса, называются доминирующими. О выборе и определении доминирующих полюсов изложено в [2].

Пусть для кривой переходной характеристики, рис. 3, доминирующими полюсами являются $s_{1,2} = \delta_1 \pm \omega_1 j$. Тогда (5) примет вид:

$$H(s, \delta_1, \omega_1, s_3, \dots, s_n) = (s - (\delta_1 + \omega_1 j))(s - (\delta_1 - \omega_1 j))(s - s_3) \dots (s - s_n), \quad (6)$$

Далее по кривой переходной характеристики определяются основные прямые показатели каче-

ства: перерегулирование σ^{nx} ; время регулирования t_p^{nx} ; время нарастания t_n^{nx} .

Для перерегулирования справедлива зависимость:

$$\sigma^{nx} = \frac{\xi}{X_{уст}}, \quad (7)$$

где выброс $\xi = X_{max} - X_{уст}$; $X_{уст}$ – установившееся значение; X_{max} – максимальное.

В свою очередь, для колебательной системы выброс ξ определяется согласно [3] выражением:

$$\xi = 2A_1 \frac{\omega_1}{\omega_0} \exp \left[\frac{\delta_1}{\omega_1} \left(\pi + \sum_3^n \varphi_k - \sum_1^m \Phi_j \right) \right] + \sum_3^m B_k e^{s_k t_m}, \quad (8)$$

где $W(s) = \frac{G(s)}{H(s)}$; $s_{1,2} = \delta_1 \pm \omega_1 j$ – доминирующие полюсы; φ_k и $\Phi_j \in [-\pi; \pi]$ – углы, образованные доминирующим полюсом s_1 , другим полюсом или соответственно нулем системы и положительным направлением оси абсцисс корневой плоскости;

$$\omega_0 = \sqrt{\delta_1^2 + \omega_1^2}; \quad A_1 = \left| \frac{G(s_1)}{s_1 H'(s_1)} \right|;$$

$$B_k = \left| \frac{G(s_k)}{s_k H'(s_k)} \right|; \quad t_m = \frac{1}{\omega_1} \left(\pi + \sum_3^n \varphi_k - \sum_1^m \Phi_j \right).$$

Подставив выражение (8) в (7), получим:

$$\sigma^{nx} = \frac{2A_1 \frac{\omega_1}{\omega_0} \exp \left[\frac{\delta_1}{\omega_1} \left(\pi + \sum_3^n \varphi_k - \sum_1^m \Phi_j \right) \right] + \sum_3^m B_k e^{s_k t_m}}{X_{уст}}. \quad (9)$$

Согласно теореме косинусов, угол образованный доминирующим полюсом $s_1 = \delta_1 + \omega_1 j$ корневой плоскости, одним из нулей N_j и положительным направлением оси абсцисс определяется по формуле [4]:

$$\Phi_j = \text{sign}(\delta_1 - \text{Re}(N_j)) \times \arccos \frac{l^2(s_1, N_j) + l^2(N_j, \text{Im } N_j) - l^2(s_1, \text{Im } N_j)}{2l(s_1, N_j)l(N_j, \text{Im } N_j)}, \quad (10)$$

где l – это расстояние между точками на корневой плоскости. Например, $l(a, b)$ – расстояние от точки a до точки b .

Аналогично для угла, образованного точкой $s_1 = \delta_1 + \omega_1 j$, одним из не доминирующих полюсов системы s_k и положительным направлением оси абсцисс корневой плоскости:

$$\varphi_k = \text{sign}(\delta_1 - \text{Re}(s_k)) \times \arccos \frac{l^2(s_1, s_k) + l^2(s_k, \text{Im } s_k) - l^2(s_1, \text{Im } s_k)}{2l(s_1, s_k)l(s_k, \text{Im } s_k)}. \quad (11)$$

Подставив (10) и (11) в (9) получим:

$$f(\delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = \sigma^{nx}. \quad (12)$$

Зависимость (12) связывает перерегулирование σ^{nx} , вычисленное по кривой переходной характеристики, с заданными проектировщиком полюсами $s_1, s_2 \dots s_n$, нулями $N_1, N_2 \dots N_m$ и постоянным множителем k ПФ идентифицируемого объекта.

Формула Хевисайда, представленная в виде (4), позволяет установить текущее значение выходного сигнала в определенный момент времени по значениям нулей и полюсов объекта идентификации.

Обозначим время достижения максимума X_{max} переменной t_m^{nx} . Перерегулирование вычисляется по точке 2 (рис. 3) кривой переходной характеристики, на которой выходной сигнал достигает значения X_{max} , тогда с учетом (4) получим:

$$h(t_m^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = X_{max}. \quad (13)$$

С другой стороны, эта точка кривой переходной характеристики является точкой экстремума, поэтому

$$\frac{dh(t_m^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k)}{dt} = 0. \quad (14)$$

Аналогично с (13) в момент времени t_p^{nx} формула Хевисайда примет вид

$$h(t_p^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = X_{уст} \pm 0,05 X_{уст}. \quad (15)$$

Для момента времени t_n^{nx} :

$$h(t_n^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = X_{уст}. \quad (16)$$

В свою очередь, очевидно, что для постоянного множителя ПФ идентифицируемого объекта справедливо:

$$X_{уст} = \left| \frac{k \prod_{i=1}^m N_i}{(\delta_1^2 + \omega_1^2) \prod_{j=1}^n s_j} \right|. \quad (17)$$

Для идентифицируемого объекта могут быть заданы дополнительные уравнения, определяющие вид заданных нулей или полюсов (вещественные или комплексно-сопряженные). Допустим, проектировщик задает пару комплексно-сопряженных нулей, тогда

$$\begin{cases} \text{Re } N_k = \text{Re } N_{k+1}, \\ \text{Im } N_k = -\text{Im } N_{k+1}, \end{cases} \quad (18)$$

а для действительного нуля или полюса справедливо

$$\begin{cases} \text{Im } N_j = 0, \\ \text{Im } s_j = 0. \end{cases} \quad (19)$$

Согласно (4), при достижении выходным сигналом идентифицируемого объекта значений X_i в моменты времени t_i (например, точка 3 на рис. 3) имеет место зависимость

$$h(t_i, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m) = X_i. \quad (20)$$

Рассмотрим на рис. 3 точку перегиба 4 кривой переходной характеристики. Известно, что вторая производная функции в точке перегиба кривой равна нулю, поэтому, если предположить, что в точке 4 $t = t_n^{nx}$, то получим

$$\frac{d^2 h(t_n^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m)}{dt^2} = 0. \quad (21)$$

Объединим равенства (12)–(21) в систему уравнений:

$$\begin{cases} f(\delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = \sigma^{nx}, \\ h(t_m^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = X_{\max}, \\ \frac{dh(t_m^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k)}{dt} = 0, \\ h(t_p^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = X_{уст} \pm 0,05 X_{уст}, \\ h(t_n^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m, k) = X_{уст}, \\ X_{уст} = \left| \frac{k \prod_{i=1}^m N_i}{(\delta_1^2 + \omega_1^2) \prod_{j=1}^n s_j} \right|, \\ \operatorname{Re} N_k = \operatorname{Re} N_{k+1}, \\ \operatorname{Im} N_k = -\operatorname{Im} N_{k+1}, \\ \operatorname{Im} N_j = 0, \\ \operatorname{Im} s_i = 0, \\ h(t_i, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m) = X_i, \\ \frac{d^2 h(t_n^{nx}, \delta_1, \omega_1, s_3 \dots s_n, N_1 \dots N_m)}{dt^2} = 0. \end{cases} \quad (22)$$

Система уравнений (22) связывает заданные проектировщиком нули, полюсы и постоянный множитель ПФ идентифицируемого объекта с прямыми показателями качества: перерегулированием, временем нарастания, временем регулирования, а также со значениями X_{\max} и $X_{уст}$, определенными по кривой переходной характеристики, полученной при подаче на вход объекта сигнала ступенчатой формы.

Решение (22) позволяет определить нули $N_1 \dots N_m$, полюсы $s_{1,2} = \delta_1 \pm \omega_1 j$, $s_3 \dots s_n$ и постоянный множитель ПФ объекта k относительно определенных прямых показателей качества по кривой переходной характеристики.

В силу сложности и нелинейности системы (22) решение производится численными способами.

Уравнения (18) и (19) системы (22) позволяют найти ее решения с заданным видом нулей и полюсов, что сократит объем расчетов.

В свою очередь, зависимости (20) и (21) не являются основными и добавляются в систему (22) проектировщиком при желании повысить точность идентификации при заданном порядке объекта. Количество заданных зависимостей вида (20) и (21) определяет проектировщик.

Оценка точности проведенной идентификации

Очень важно после проведения идентификации оценить погрешность полученных результатов. По вычисленным полюсам $s_{1,2} = \delta_1 \pm \omega_1 j$, $s_3 \dots s_n$ и нулям $N_1 \dots N_m$ строится график переходной характеристики. Для оценки точности предлагается дискретизировать заданную и полученную по корням пе-

реходные характеристики с интервалом времени Δt . Обозначим значения заданной переходной характеристики в моменты времени через $h^{nx}(t_i)$, а вычисленной – $h^{px}(t_i)$. Затем на каждом шаге t_i вычисляется погрешность. За критерий оценки может быть принята абсолютная или относительная погрешность, среднеквадратичная ошибка и др.

Примем за критерий оценивания проведенной идентификации относительную погрешность. Тогда

$$\delta_i = \frac{|h^{nx}(t_i) - h^{px}(t_i)|}{h^{px}(t_i)} 100 \%.$$

В свою очередь, результаты проведенной идентификации считаются удовлетворительными, если выполняется условие

$$\max(\delta_i) \leq \delta_{зад},$$

где $\max(\delta_i)$ – максимальная относительная погрешность в момент времени t_i , $\delta_{зад}$ – заданная относительная погрешность идентификации.

Пример

Пусть задана кривая переходной характеристики идентифицируемого объекта, рис. 4. Необходимо получить его ПФ.

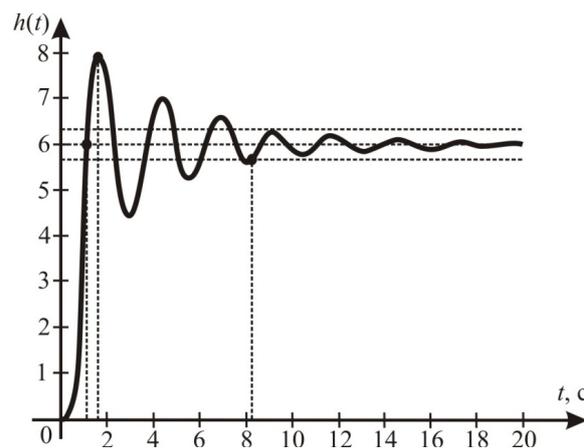


Рис. 4. Кривая переходной характеристики идентифицируемого объекта

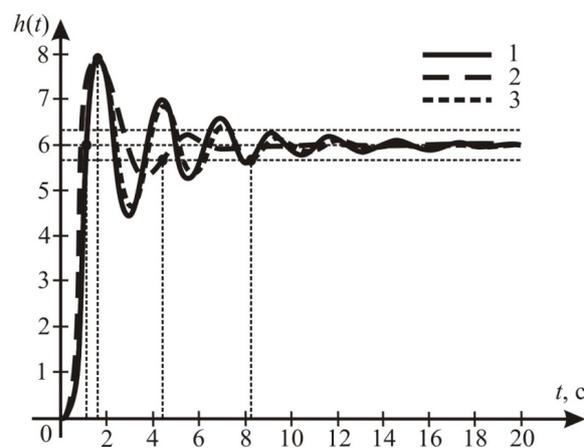


Рис. 5. Результаты идентификации: 1) заданная; 2) объекта второго порядка; 3) объекта пятого порядка характеристики

Вид переходного процесса колебательный, поэтому изначально была задана структура объекта

$$W(s) = \frac{k}{(s - (\delta_1 + \omega_1 j))(s - (\delta_1 - \omega_1 j))}. \text{ Для заданной}$$

структуры объекта была получена система уравнений (22), в состав которой вошли зависимости, связывающие перерегулирование, время нарастания и регулирования с заданными полюсами и постоянной k , производная в точке максимума и уравнения, задающие вид полюсов. Идентификация с такой структурой не дала удовлетворительных результатов, рис. 5, поэтому порядок объекта повышался. Удовлетворительные результаты были получены при ПФ объекта пятого порядка с нулями $N_{1,2} = -9,412 \pm 0,944j$, $N_3 = -9,81$, полюсами $s_{1,2} = -0,281 \pm 2,414j$, $s_{3,4} = -2,167 \pm 0,337j$, $s_5 = -17,194$,

и постоянным множителем $k=3,34$. Максимальная относительная погрешность составила 4,88 %.

Выводы

1. Проведен анализ классических методов идентификации: частотного и с помощью переходной функции.
2. Получены соотношения, связывающие показатели качества переходного процесса с значениями нулей, полюсов и постоянного множителя передаточной функции идентифицируемого объекта.
3. Предложена методика идентификации объектов на основе характеристик переходного процесса.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. ГК 16.740.11.0268.

4. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В., Суходоев М.С. Определение желаемой области расположения доминирующих полюсов замкнутой системы с учетом её нулей // Известия Томского политехнического университета. – 2008. – Т. 312. – № 5. – С. 57–61.

Поступила 04.10.2010 г.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коновалов В.И. Идентификация и диагностика систем. – Томск: Изд-во ТПУ, 2010. – 156 с.
2. Ефимов С.В., Гайворонский С.А., Замятин С.В. Задачи корневого анализа и синтеза и синтеза систем автоматического управления // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 316. – № 5. – С. 16–20.
3. Удерман Э.Г. Метод корневого годографа в теории автоматических систем. – М.: Наука, 1972. – 448 с.

УДК 004.021:658.58

ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ И РЕМОНТ ПО СОСТОЯНИЮ ОБОРУДОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КАРТ ШУХАРТА

Е.И. Громаков, Т.В. Александрова, А.В. Рудаченко, А.М. Малышенко

Томский политехнический университет
E-mail: gromakov@tpu.ru

Показана возможность использования методологии статистического управления процессами для выявления деградации состояния технологического оборудования на ранней стадии развития аварийной ситуации. Предложено использовать карты Шухарта для контроля его состояния. Сделан вывод, что с их помощью можно отслеживать динамику состояния технологического оборудования как роторного (с вращающимися силовыми блоками), так и нероторного типов в реальном масштабе времени.

Ключевые слова:

Техническое обслуживание и ремонт, процесс статистического контроля, контрольная карта.

Key words:

Maintenance works and repair, statistical process control, control charts.

Введение

При эксплуатации технологического оборудования различают три основные стратегии управления его технического обслуживания и ремонта (ТОиР):

- техническое обслуживание по событию (ТОС);
- планово-предупредительный ремонт (ППР);
- обслуживание по фактическому состоянию (ОФС).

Каждая из перечисленных стратегий имеют свои достоинства и недостатки.

Существует устойчивое стремление предприятий объединять достоинства всех основных стратегий технического обслуживания и ремонта путем использования совмещенного технического обслуживания (СТО-подхода), направленного как на снижение общего объема технического обслуживания, так и на максимизацию срока службы оборудования.