



РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТП В УСЛОВИЯХ СТАТИСТИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

В.В. Солдатов, В.В. Маклаков, В.В. Камакин (МГУТУ)

Рассматриваются вопросы выбора таких критериев управления ТП, при оптимизации которых достигается минимум экономических потерь, связанных с отклонением управляемых величин от заданных в соответствии с технологическими требованиями значений. Для линейных стационарных систем установлено расположение доминирующих корней характеристического уравнения, обеспечивающее их робастность. Предлагаются методы расчета значений параметров настройки типовых регуляторов, основанные на выполнении полученных условий робастности.

Эксплуатацию систем автоматического управления технологическими процессами (ТП) нередко приходится осуществлять в сложных условиях, характеризующихся влиянием на качество управления возмущающих воздействий различной физической природы. Поскольку статистические характеристики этих воздействий обычно неизвестны, то для эффективного управления автоматическими системами целесообразно использовать робастные методы.

Отметим, что название "робастный" происходит от английского слова *robust*, означающего: крепкий, сильный, грубый.

Однако применение самых совершенных методов может оказаться безуспешным, если критерии управления не вполне точно выражают его цель, либо предполагают наличие такого объема информации об управляемых процессах, получить который на практике оказывается чрезвычайно трудно. Поэтому определим вначале критерии, оптимизация которых обеспечивает достижение цели управления в условиях статистической неопределенности, т.е. при весьма ограниченном объеме информации о статистических характеристиках возмущающих воздействий.

Выбор и обоснование критериев управления

Основное назначение критерия управления — численно оценить качество управления и успешность решения задачи управления. Выбор критерия управления обычно осуществляется в зависимости от характера решаемой задачи, статистических сведений о входных сигналах, а также на основании опыта и интуиции разработчиков автоматических систем.

К критериям управления предъявляются два общих требования: во-первых, он должен соответствовать поставленной задаче управления, т.е. служить действительной мерой успешности ее выполнения; во-вторых, он должен быть достаточно прост, чтобы можно было математически решить поставленную задачу [1].

Поскольку при завершении управляемых технологических процессов создается продукция, предназначенная для продажи, то цель управления должна иметь экономическое содержание, которое можно определить как минимизацию экономических потерь, связанных с отклонением управляемых техно-

логических параметров от их заданных значений. Эти отклонения характеризуются величиной ошибки управления $\varepsilon(t)$. Следовательно, экономические потери при управлении ТП зависят от величины $\varepsilon(t)$.

Введем функцию $f(\varepsilon)$, значения которой соответствуют экономическим потерям в единицу времени при выпуске продукции, т.е., по существу, она определяет интенсивность экономических потерь. Тогда значения $f(0)$ определяют интенсивность экономических потерь при идеальном управлении ТП, когда $\varepsilon = 0$. Эти потери не связаны с управлением, а зависят, например, от качества сырья, своевременности его поставок, правильности выбора технологом заданного значения $y_{зд}$ управляемого технологического параметра y и множества других факторов. Поэтому средняя интенсивность экономических потерь \mathcal{E} , зависящих лишь от точности управления ТП, выражается следующим критерием:

$$\mathcal{E} = M[f(\varepsilon) - f(0)], \quad (1)$$

где $M[\dots]$ — оператор математического ожидания.

Тогда цель управления определяется в виде требования

$$\mathcal{E} = \min. \quad (2)$$

Однако непосредственно использовать критерий \mathcal{E} при управлении ТП оказывается весьма затруднительным, т.к. в большинстве случаев не удается определить зависимость $f(\varepsilon)$. Поэтому необходимо искать другие критерии, при оптимизации которых обеспечивается выполнение требования (2).

Чтобы определить критерии, обладающие указанным свойством, сделаем достаточно обоснованные допущения о виде функции $f(\varepsilon)$.

Примем во внимание, что ввиду ограниченности экономических потерь при управлении любым ТП она может изменяться лишь в конечных пределах. В таком случае, даже при наличии у функции $f(\varepsilon)$ конечных скачков (разрывов первого рода), ее сколь угодно точно можно приблизить некоторой непрерывной функцией. Учет также, что всегда существуют ограничения на пределы изменения величины ε , т.к. входной $y_{зд}(t)$ (сигнал задания) и выходной $y(t)$ сигналы системы управления принимают конечные значения.

Следовательно, функцию $f(\varepsilon)$ можно считать непрерывной и заданной на конечном отрезке.

В таком случае существует полином степени ϑ , которым с любой заданной точностью аппроксимируется функция $f(\varepsilon)$. При данных обстоятельствах она принимает вид

$$f(\varepsilon) = f(0) + \sum_{k=1}^{\vartheta} \gamma_k \varepsilon^k, \quad (3)$$

где $\gamma_k, k = \overline{1, \vartheta}$ – вещественные коэффициенты.

Воспользовавшись выражениями (1) и (3) критерий \mathcal{E} представим в виде

$$\mathcal{E} = \sum_{k=1}^{\vartheta} \gamma_k M[\varepsilon^k]. \quad (4)$$

Поскольку $\mathcal{E} \leq |\mathcal{E}|$, то с учетом (4) получим неравенство

$$\mathcal{E} \leq \sum_{k=1}^{\vartheta} |\gamma_k| M[\varepsilon^k]. \quad (5)$$

Следовательно, выполнению требования (2) способствует выполнение условий

$$M[\varepsilon^k] = \min, k = \overline{1, \vartheta}. \quad (6)$$

Таким образом, вместо одного универсального, но неконтролируемого критерия \mathcal{E} , мы получили множество критериев

$$M[\varepsilon^k], k = \overline{1, \vartheta}, \quad (7)$$

значения которых можно установить, если имеется достоверная информация о функции распределения случайного процесса $\varepsilon(t)$. Чтобы получить такую информацию необходимо определить статистические характеристики всех возмущающих воздействий и располагать достаточно точной математической моделью управляемого объекта.

Выполнить условия (6) на практике оказывается весьма затруднительным, хотя бы по причине требуемого для этого объема информации о статистических характеристиках ошибки управления $\varepsilon(t)$. Поэтому необходимо определить критерии, которые было бы проще контролировать в процессе управления, чем статистические моменты величины $\varepsilon(t)$.

Условия робастности систем управления

В работе [2] показано, что выполняются следующие неравенства:

$$|M[\varepsilon^k]| \leq C_k / \alpha_0^k, k = \overline{1, \vartheta}, \quad (8)$$

где C_k – некоторые константы, а α_0 – свободный член характеристического уравнения замкнутой системы.

На основании неравенств (8) приходим к выводу, что для критериев (7) обеспечивается одновременное приближение к минимумам, т.е. выполнению условий (6), если выполняется следующее требование:

$$\alpha_0 = \max. \quad (9)$$

Для обеспечения необходимого запаса устойчивости наряду с требованием (9) целесообразно использовать следующие ограничения на расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы [3]:

$$h = \min |\operatorname{Re} s_k| \geq \eta_{II} > 0, k = \overline{1, n} \quad (10)$$

$$m = \min |\operatorname{Re} s_k / \operatorname{Im} s_k| \geq m_{II}, k = \overline{1, n} \quad (11)$$

где η и m – показатели абсолютного и относительно-го демпфирования свободного движения замкнутой системы, а η_{II} и m_{II} – их предельно допустимые значения; n – порядок характеристического уравнения замкнутой системы, а $s_k (k = \overline{1, n})$ – его корни.

Выполнение условия (9) при ограничениях (10) и (11) обеспечивается при следующем расположении корней характеристического уравнения [4]:

$$s_k = -\eta [1 + i \chi_k(m_{II})]; k = \overline{1, n}, \quad (12)$$

где
$$\chi_k(m_{II}) = \begin{cases} (-1)^k / m_{II}, & k \leq 2N; \\ 0, & k > 2N, \end{cases}$$

а N – целая часть отношения $n/2$.

Однако на практике, ввиду неполной управляемости объектов и отсутствия полной обратной связи по состоянию, оказывается невозможным выполнение требований (12) для всех корней характеристического уравнения замкнутой системы. Поэтому целесообразно выполнить указанные требования лишь для доминирующих корней $s_k, k = \overline{1, n_d} (n_d < n)$ характеристического уравнения, оказывающих наибольшее влияние на качество управления и удовлетворяющих хотя бы одному из следующих условий:

$$\operatorname{Re} s_k \gg \operatorname{Re} s_h; |s_k| \ll |s_h| (k = \overline{1, n_d}; h = \overline{n_d + 1, n}), \quad (13)$$

где n_d – число доминирующих корней характеристического уравнения.

Таким образом, на основании полученных результатов можно сделать вывод, что в условиях статистической неопределенности достижение цели управления (2) обеспечивается при выполнении требований (12) для доминирующих корней характеристического уравнения замкнутой системы, удовлетворяющих условиям (13).

Оценка эффективности условий робастности систем управления

Рассмотрим устойчивую линейную стационарную систему, на которую действуют возмущения $\lambda(t)$. В линейных стационарных системах, независимо от канала передачи, по которому действует возмущение $\lambda(t)$, его можно привести ко входу любого, наперед заданного канала системы. Поэтому без ущерба для общности рассмотрения будем полагать, что возмущение $\lambda(t)$ действует на вход системы, как показано на рис. 1.

Поскольку относительно рассматриваемой системы предполагается, что она устойчивая, односвязная,

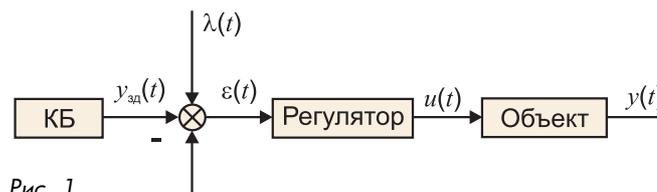


Рис. 1

линейная и стационарная, то в установившемся режиме работы величины $\varepsilon(t)$ и $\lambda(t)$ связаны соотношением

$$\varepsilon(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t-\tau) \lambda(\tau) d\tau, \quad (14)$$

где $\gamma(t-\tau)$ – импульсная переходная характеристика стационарной односвязной замкнутой системы, отвечающая каналу передачи $\lambda(t) \rightarrow \varepsilon(t)$.

Применив к равенству (14) преобразование Фурье, получим

$$\tilde{\varepsilon}(i\omega) = \tilde{g}(i\omega) \tilde{\lambda}(i\omega), \quad (15)$$

где $\tilde{\varepsilon}(i\omega)$, $\tilde{g}(i\omega)$ и $\tilde{\lambda}(i\omega)$ изображения по Фурье величин $\varepsilon(t)$, $g(t)$, и $\lambda(t)$ соответственно.

Принимая во внимание, что

$$\tilde{g}(i\omega) = W_{\lambda\varepsilon}(i\omega),$$

где $W_{\lambda\varepsilon}(i\omega)$ – комплексная частотная характеристика (КЧХ) канала передачи замкнутой системы $\lambda(t) \rightarrow \varepsilon(t)$, и применяя обратное преобразование Фурье к равенству (15), имеем

$$\varepsilon(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{i\omega t} W_{\lambda\varepsilon}(i\omega) \tilde{\lambda}(i\omega) d\omega. \quad (16)$$

С учетом выражения (16) критерии (6) принимают вид

$$|M[\varepsilon^k(t)]| = \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty}}_k e^{it \sum_{h=1}^k \omega_h} \prod_{h=1}^k W_{\lambda\varepsilon}(i\omega_h) \times \\ \times M\left[\prod_{h=1}^k \tilde{\lambda}(i\omega_h)\right] d\omega_1 d\omega_2 \dots d\omega_k, \quad k = \overline{1, \vartheta}. \quad (17)$$

Воспользовавшись равенствами (17) для критериев (6) получим следующие мажорирующие оценки:

$$|M[\varepsilon^k(t)]| \leq \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty}}_k \prod_{h=1}^k |W_{\lambda\varepsilon}(i\omega_h)| \times \\ \times \left| M\left[\prod_{h=1}^k \tilde{\lambda}(i\omega_h)\right] \right| d\omega_1 d\omega_2 \dots d\omega_k, \quad k = \overline{1, \vartheta}. \quad (18)$$

Исходя из оценок (18) можно сделать вывод, что для их минимизации необходимо соответствующим выбором структуры и параметров настройки управляющего устройства минимизировать амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) замкнутой системы $|W_{\lambda\varepsilon}(i\omega)|$ по возможности в наиболее широком диапазоне частот, т.е. обеспечить выполнение требования

$$|W_{\lambda\varepsilon}(i\omega)| = \min, \quad |\omega| \geq \omega_{ep},$$

где ω_{ep} – некоторая граничная частота.

В работе [5] было установлено, что уменьшение АЧХ замкнутой линейной стационарной системы в области низких частот, неизбежно приводит к возрастанию ее значений в высокочастотной области. Поэтому величина ω_{ep} имеет вполне определенное конечное значение, удовлетворяющее следующему уравнению [4]:

$$\left[m_{II}^4 \frac{\omega_*^4}{\omega_{ep}^4} + 2m_{II}^2 \left(1 + \frac{\omega_*^2}{\omega_{ep}^2} \right) \frac{\omega_*^2}{\omega_{ep}^2} + \left(1 - \frac{\omega_*^2}{\omega_{ep}^2} \right)^2 \right]^N = 1 + 4N^2 m_{II}^2 \frac{\omega_*^2}{\omega_{ep}^2}, \quad (19)$$

где N – целая часть отношения $n_d/2$, а значение собственной частоты системы ω_* определяется выражением

$$\omega_* = -\frac{1}{n_d m_{II}} \sum_{k=1}^{n_d} s_k.$$

Оценим значения величины ω_{ep} . В том случае, когда $N = 1$ уравнение (20) имеет следующее аналитическое решение:

$$\frac{\omega_{ep}}{\omega_*} = \sqrt{\frac{m_{II}^2 + 1}{2}}.$$

Однако в тех случаях, когда $N > 1$, уравнение (19) приходится решать численно.

Расчеты показывают, что при изменении m_{II} в интервале 0,221 ... 0,366 отношение ω_{ep}/ω_* монотонно возрастает, изменяясь в следующих пределах:

$$\frac{\omega_{ep}}{\omega_*} = \begin{cases} 0,724 \dots 0,753, & \text{если } N = 1; \\ 0,707 \dots 0,733, & \text{если } N = 2; \\ 0,703 \dots 0,739, & \text{если } N = 3. \end{cases}$$

Как видим, при изменении N отношение ω_{ep}/ω_* изменяется незначительно. Поэтому значение ω_{ep} в основном зависит от собственной частоты системы ω_* , которая обычно близка к ее резонансной частоте ω_p .

Следовательно, интервал частот $0 \dots \omega_{ep}$, в котором минимизируется при выполнении требований (12) величина $|W_{\lambda\varepsilon}(i\omega)|$, оказывается достаточно широким, и поэтому оптимизация управления линейными стационарными системами на основе требований (12) весьма эффективна.

Расчет параметров настройки типовых регуляторов на основе условий робастности управления

Число доминирующих корней характеристического уравнения замкнутой системы n_d для односвязных систем с типовыми регуляторами определяется по формуле

$$n_d = n_p + 1, \quad (20)$$

где n_p – число параметров настройки регулятора.

Справедливость формулы (20) основана на том, что при наличии n_p параметров настройки регулятора, их значения и значения неизвестной величины η могут быть выбраны так, чтобы расположить в соответствии с требованиями (12) $n_p + 1$ корней характеристического уравнения.

Поскольку передаточные функции I - и II -регуляторов имеют вид

$$W_I(s) = K_I/s; \quad W_{II}(s) = K_p,$$

где K_I и K_p – коэффициенты передачи I - и II -регуляторов соответственно; s – комплексная переменная, то для них $n_p = 1$ и в соответствии с формулой (20) имеем $n_d = 2$.

В таком случае согласно требованиям (12) оптимальное расположение доминирующих корней характеристического уравнения определяется равенством

$$s_{1,2} = -\eta \pm i \frac{\eta}{m_{II}}. \quad (21)$$

Для PI -регулятора с учетом требований (21) получим для определения коэффициента передачи регулятора K_p и значения величины η следующие уравнения:

$$K_p = -\operatorname{Re} \left[\frac{1}{W_{об}(s)} \right]_{s=-\eta+i\eta/m_{II}} ; \operatorname{Im} \left[\frac{1}{W_{об}(s)} \right]_{s=-\eta+i\eta/m_{II}} = 0,$$

где $W_{об}(s)$ – передаточная функция канала управления объекта.

В случае I -регулятора эти уравнения принимают вид

$$K_{II} = -\operatorname{Re} \left[\frac{1}{W_{об}(s)} \right]_{s=-\eta+i\eta/m_{II}} ; \operatorname{Im} \left[\frac{1}{W_{об}(s)} \right]_{s=-\eta+i\eta/m_{II}} = 0.$$

Поскольку передаточная функция $ПИ$ -регулятора определяется выражением

$$W_{ПИ}(s) = K_p + \frac{K_p}{T_I s}.$$

где T_I – постоянная времени интегрирования, то $n_p=2$, а значит $n_d=3$.

Тогда в соответствии с требованиями (12) приходим к следующему оптимальному расположению доминирующих корней характеристического уравнения:

$$s_{1,2} = -\eta \pm i \frac{\eta}{m_{II}} ; s_3 = -\eta. \quad (22)$$

Исходя из требований (22) для определения значений параметров настройки $ПИ$ -регулятора K_p и T_I , а также величины η получим уравнения

$$K_p = \frac{m_{II}}{\eta} F_I(\eta);$$

$$T_I = \frac{m_{II} F_I(\eta)}{\eta [F_R(\eta) + m_{II} F_I(\eta)]} ; \frac{\eta}{W_{об}(-\eta)} = F_R(\eta), \quad (23)$$

где

$$F_R(\eta) = -\operatorname{Re} \left[\frac{-\eta + i \frac{\eta}{m_{II}}}{W_{об}(-\eta + i \frac{\eta}{m_{II}})} \right];$$

$$F_I(\eta) = -\operatorname{Im} \left[\frac{-\eta + i \frac{\eta}{m_{II}}}{W_{об}(-\eta + i \frac{\eta}{m_{II}})} \right].$$

Ввиду того, что передаточная функция $ПИД$ -регулятора задается выражением

$$W_{ПИД}(s) = K_p T_D s + K_p + \frac{K_p}{T_I s}$$

где T_D – постоянная времени дифференцирования, то $n_p = 3$, а $n_d = 4$.

В таком случае оптимальное расположение доминирующих корней характеристического уравнения согласно требованиям (12) принимает вид

$$s_{1,3} = \eta \left(-1 + i \frac{1}{m_{II}} \right); s_{2,4} = -\eta \left(1 + i \frac{1}{m_{II}} \right).$$

Значения параметров настройки $ПИД$ -регулятора и величины η определяются в результате решения следующих уравнений:

$$K_p = \Phi_R(\eta) + m_{II} \Phi_I(\eta);$$

$$T_D = \frac{\Phi_R(\eta) + m_{II} \Phi_I(\eta)}{F_R(\eta) + \eta \Phi_R(\eta) + m_{II} \eta \Phi_I(\eta) - \frac{1}{2} \Phi_I(\eta) \eta \left(m_{II} - \frac{1}{m_{II}} \right)};$$

$$T_D = \frac{m_{II} \Phi_I(\eta)}{2\eta [\Phi_R(\eta) + m_{II} \Phi_I(\eta)]};$$

$$\frac{\eta}{m_{II}} \Phi_R(\eta) = F_I(\eta), \quad (24)$$

где

$$\Phi_R(\eta) = -\operatorname{Re} \left\{ \frac{d}{ds} \left[\frac{s}{W_{об}(s)} \right]_{s=-\eta+i(\eta/m_{II})} \right\};$$

$$\Phi_I(\eta) = -\operatorname{Im} \left\{ \frac{d}{ds} \left[\frac{s}{W_{об}(s)} \right]_{s=-\eta+i(\eta/m_{II})} \right\}.$$

Таким образом, на основе требований к расположению доминирующих корней характеристического уравнения (12) были получены выражения для определения значений параметров настройки типовых регуляторов и величины η .

В целях иллюстрации полученных соотношений рассмотрим пример.

Пример. Для достаточно точного математического описания реальных объектов управления нередко приходится использовать дифференциальные уравнения высоких порядков. Поэтому предположим, что передаточная функция объекта определяется выражением

$$W_{об}(s) = \frac{K_{об}}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)^2(1 + T_3 s)^3}, \quad (25)$$

где $K_{об} = 2,5$; $T_1 = 30$ с; $T_2 = 20$ с; $T_3 = 10$ с. (26)

Пусть для управления объектом (25), (26) используется $ПИ$ -регулятор, причем

$$m_{II} = 0,366. \quad (27)$$

Тогда в результате численного решения уравнения (23) установим, что

$$\eta = 0,0062446 \text{ с}^{-1}; K_p = 0,33188; T_I = 77,569 \text{ с}.$$

При использовании для управления объектом (25), (26) $ПИД$ -регулятора значение величины h определяется в результате численного решения уравнения (24) с учетом равенства (27). В таком случае имеем

$$\eta = 0,012054 \text{ с}^{-1}; K_p = 0,84435;$$

$$T_D = 25,881 \text{ с}; T_I = 38,912 \text{ с}.$$

Выполним сравнительный анализ эффективности управления при использовании $ПИ$ - и $ПИД$ -регуляторов.

На рис. 2 представлены АЧХ канала передачи сигналов $y_{3d}(t) \rightarrow y(t)$.

Согласно рис. 2 при одинаковых значениях показателя m_{II} , колебательность системы с $ПИ$ -регулятором значительно меньше, чем у системы с $ПИД$ -регулятором, что объясняется наличием у второй системы кратных доминирующих корней.

Действительно, в качестве такой системы рассмотрим два последовательно соединенных одинаковых колебательных звена, имеющих показатели колебательности M . Тогда входной гармонический сигнал с амплитудой a и частотой ω , равной резонансной частоте этих звеньев ω_p , на выходе имеет амплитуду равную aM^2 , что указывает на резкое возрастание резо-

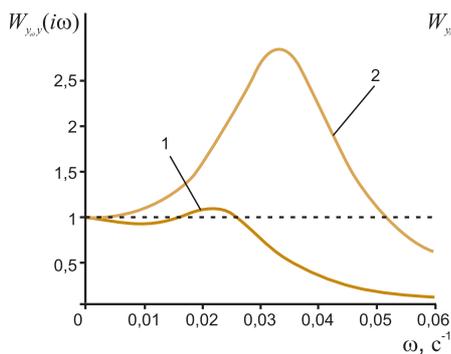


Рис. 2. АЧХ канала передачи систем $y_{зд}(t) \rightarrow y(t)$, в которых используются: 1 – ПИ-регулятор; 2 – ПИД-регулятор

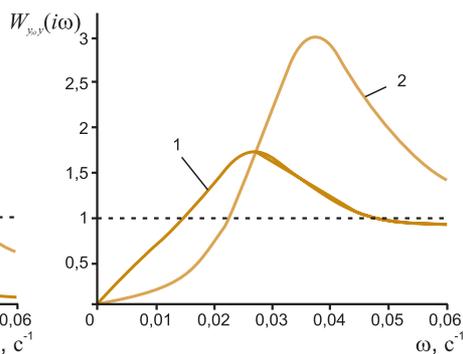


Рис. 3. АЧХ канала передачи систем $y_{зд}(t) \rightarrow \varepsilon(t)$, в которых используются: 1 – ПИ регулятор; 2 – ПИД регулятор

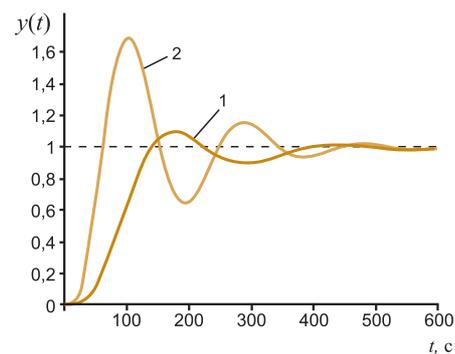


Рис. 4. Переходные процессы в системе при использовании: 1 – ПИ-регулятора; 2 – ПИД-регулятора

нансного пика системы при слиянии доминирующих полюсов.

Следовательно, для робастных систем с ПИД-регуляторами весьма нежелательно наличие высокочастотных возмущающих воздействий, интенсивность которых достаточно велика в окрестности резонансной частоты системы.

Конечно, увеличив значение m_D , можно уменьшить колебательность системы с ПИД-регулятором до вполне приемлемых значений, но это приводит к снижению эффективности управления, и целесообразность использования данных регуляторов становится весьма сомнительной.

На рис. 3 представлены АЧХ канала передачи сигналов $y_{зд}(t) \rightarrow \varepsilon(t)$.

Как можно заметить из рис. 3, значения АЧХ системы с ПИД-регулятором значительно меньше, чем у системы с ПИ-регулятором в весьма широкой области частот, верхняя граница которой совпадает с резонансной частотой системы с ПИ-регулятором, что указывает на возможность весьма эффективного использования робастных систем с ПИД-регуляторами даже при действии на них достаточно высокочастотных возмущений.

На рис. 4 показаны переходные процессы в системах, возникающие при действии единичного ступенчатого возмущения $1(t)$ по каналу передачи сигналов $y_{зд}(t) \rightarrow y(t)$.

Согласно рис. 4 перерегулирование у переходного процесса в системе с ПИД-регулятором, значительно

больше, чем в системы с ПИ-регулятором, причем в системе с ПИД-регулятором оно превышает 60%, а в системе с ПИ-регулятором меньше 20%.

Следовательно, в первом случае перерегулирование слишком велико.

На основании проведенного анализа приходим к выводу, что при действии на систему ступенчатых возмущений, интенсивность которых в окрестности резонансной частоты системы достаточно велика, целесообразно использовать ПИ-регулятор, а при действии на нее более низкочастотных возмущений предпочтительно использовать ПИД-регулятор.

Список литературы

1. Росин М.Ф., Булыгин В.С. Статистическая динамика и теория эффективности систем управления. М.: Машиностроение. 1981.
2. Солдатов В.В., Борцов В.П. Методы робастного и адаптивного управления технологическими процессами/Тр. Межд. науч. конф. "Теория и практика построения и функционирования АСУТП". М.: МЭИ, 2003.
3. Леонард А. Относительное демпфирование как критерий устойчивости, а также как средство для нахождения корней полинома Гурвица/Автоматическое регулирование: Материалы конференции в Крэнфилде 1951. М.: Изд. иностр. лит., 1954.
4. Шавров А.В., Солдатов В.В. Многокритериальное управление в условиях статистической неопределенности. М.: Машиностроение. 1990.
5. Весткотт Дж. Некоторые соображения по улучшению работы сервосистем, содержащих электронные усилители./Автоматическое регулирование: Материалы конференции в Крэнфилде 1951. М.: Изд. иностр. лит., 1954.

Солдатов Виктор Владимирович – д-р техн. наук, доцент кафедры "Системы управления";
Маклаков Владимир Васильевич – д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой "Системы управления";
Камакин Владислав Владимирович – соискатель кафедры "Системы управления",
 Московского государственного университета технологий и управления (МГУТУ).

Контактные телефоны: (095) 270-91-90, 270-66-00, 915-08-64, 921-42-56.

Уважаемые читатели! Продолжается подписка на журнал "Автоматизация в промышленности" на 2005 г.

Оформить подписку Вы можете:

В любом почтовом отделении

Индексы в каталоге "Роспечать" – 81874,

в Объединенном каталоге "Пресса России" – 39206

В редакции и

Сети Интернет по адресу: www.avtprom.ru