

ших и недоминирующих полюсов замкнутой системы. В основу алгоритма положен метод построения границ D-разбиения с учетом ограничений на расположение доминирующих полюсов системы в заданных точках комплексной плоскости.

Достоинством метода является возможность организации диалоговых процедур проектирова-

ния дискретных систем автоматического управления. Этапы построения подмножеств в плоскости параметров регулятора и последующая их оптимизация могут быть реализованы в системе программирования MathCAD, имеющей в своем составе средства решения систем линейных алгебраических уравнений и процедур оптимизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ackermann J., Kaesbauer D. Stable polyhedra in parameter space // Automatica. – 2003. – V. 39. – № 5. – P. 937–943.
2. Tan N., Atherton D.P. Design of stabilizing PI and PID controllers // International Journal of Systems Science. – 2006. – V. 37. – № 8. – P. 543–554.
3. Keel L.H., Rego J.I., Bhattacharyya S.P. A new approach to digital PID controller design // IEEE Trans. on Automatic Control. – 2003. – V. 48. – № 4. – P. 687–692.
4. Kiani F., Bozorg M. Design of digital PID controllers using the parameter space approach // International Journal of Control. – 2006. – V. 79. – № 6. – P. 624–629.
5. Xu H., Datta A., Bhattacharyya S.P. Computation of all stabilizing PID gains for digital control systems // IEEE Trans. on Automatic Control. – 2001. – V. 46. – № 4. – P. 647–652.
6. Николаев Ю.П. Построение и стратификация областей устойчивости линейных динамических систем с ПИД-регуляторами // Автоматика и телемеханика. – 2007. – № 7. – С. 180–190.
7. Mitra S., Keel L.H., Bhattacharyya S.P. Data based design of digital PID controller // Proc. of the 2007 American Control Conf., July 11–13, 2007. – N.Y., USA, 2007. – P. 226–230.
8. Вадутов О.С., Гайворонский С.А. Решение задачи размещения полюсов системы методом D-разбиения // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2004. – № 5. – С. 24–28.
9. Вадутов О.С. Синтез регуляторов пониженного порядка по заданному расположению полюсов замкнутой системы // Известия Томского политехнического университета. – 2007. – Т. 311. – № 7. – С. 14–19.
10. Барковский В.В., Захаров В.Н., Шаталов А.С. Методы синтеза систем управления. – М.: Машиностроение, 1981. – 277 с.
11. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
12. Земсков А.В. Оптимизация переходной функции дискретной системы по прямым показателям качества огибающей // Известия вузов. Приборостроение. – 2000. – Т. 43. – № 3. – С. 16–21.
13. Солдатов В.В., Жиров М.В., Шаховской А.В. Многопараметрические цифровые регуляторы и методы их настройки // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2002. – № 6. – С. 19–24.
14. Сухарев А.Г., Тимохов А.В., Федоров В.В. Курс методов оптимизации. – М.: Наука, 1986. – 328 с.

Поступила 12.05.2008 г.

Ключевые слова:

Дискретные системы, ПИД-регулятор, назначение полюсов, D-разбиение.

УДК 681.511.4

АДАПТИВНОЕ ДВУХКАНАЛЬНОЕ КОРРЕКТИРУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

М.В. Скороспешкин

Томский политехнический университет

E-mail: smax@aics.ru

Предложено адаптивное псевдолинейное двухканальное корректирующее устройство динамических свойств систем автоматического регулирования. Проведено исследование свойств систем автоматического регулирования с адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством. Показана эффективность предложенного корректора в системах автоматического регулирования с нестационарными параметрами.

Одной из разновидностей адаптивных систем регулирования являются системы со стабилизацией частотных характеристик. Наиболее простой в реализации является система автоматического регулирования со стабилизацией значений амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) на определенных частотах.

При создании таких систем возникают две проблемы, одна из которых связана с трудностью измерения фазы, особенно в присутствии помех, а вто-

рая с тем, что изменение параметров линейных управляющих устройств, приводит к одновременному изменению как АЧХ, так и фазочастотной характеристики (ФЧХ). Поэтому обеспечить в линейных системах одновременно требуемые значения данных характеристик не представляется возможным.

Самым распространенным методом целенаправленного изменения частотных характеристик регулирующего устройства является метод на основе из-

менения параметров пропорционально-интегрально-дифференциальных регуляторов (ПИД-регуляторов).

Эти подходы описаны, например, в [1, 2], однако их реализация связана либо с идентификацией, либо с использованием специальных методов, основанных на вычислениях по кривой переходного процесса. Оба подхода требуют значительного времени на подстройку.

Менее распространенным, но эффективным является метод на основе применения в системах автоматического регулирования (САР) специальных адаптивных корректирующих устройств, которые определенным образом меняя свои параметры, корректируют динамические свойства САР, тем самым, компенсируя нестационарность объекта управления.

В настоящей работе приводятся результаты исследования свойств САР с ПИД-регулятором и последовательным адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством динамических характеристик. Способ адаптации характеризуется тем, что в процессе работы системы регулирования параметры регулятора не меняются и соответствуют настройке, предшествующей запуску системы. В процессе работы системы регулирования, в зависимости от изменения параметров объекта управления, меняется коэффициент передачи корректора или создаваемый им фазовый сдвиг. Эти изменения происходят только в тех случаях, когда качество регулирования САР становится неудовлетворительным вследствие изменения свойств объекта управления или из-за воздействия на объект управления возмущений. Это позволяет обеспечить устойчивость системы и повысить качество переходных процессов.

Выбор псевдолинейного двухканального корректирующего устройства для реализации адаптивной системы объясняется следующим. Корректоры, используемые для изменения динамических свойств САР, можно разделить на линейные, нелинейные и псевдолинейные [3–5]. Основным недостатком линейных корректоров является то, что изменение его параметров влияет как на АЧХ, так и на ФЧХ. В этом случае, добиваясь необходимой фазовой частотной характеристики, можно получить АЧХ, возрастающую в области средних и высоких частот, что приводит к уменьшению запаса устойчивости САР. И наоборот, имея необходимую АЧХ, можно получить ФЧХ разомкнутой системы, принимающую отрицательное значение, близкое к $-\pi$ рад, что также существенно снижает запас устойчивости.

Как показали исследования [6], процедура адаптации линейных корректоров даже при использовании современного математического аппарата, например нечеткой логики, возможна лишь при ограниченных по диапазону и характеру изменениях параметров объекта управления. Применение нелинейных корректоров связано с проблемой учета зависимости частотных характеристик от амплитуды гармонических колебаний входного сигнала.

Применение адаптивного псевдолинейного корректора динамических характеристик позволяет получать требуемые амплитудные и фазовые частотные характеристики. Обычно эти устройства имеют два канала, амплитудный и фазовый, настраиваемые независимо друг от друга [5]. При этом частотные характеристики псевдолинейных корректирующих устройств не зависят от амплитуды гармонических колебаний входного сигнала [7].

Проведенные исследования показали, что псевдолинейные корректоры являются наиболее эффективными для реализации адаптивных систем. Их применение позволяет обеспечить требуемое качество систем автоматического регулирования в широком диапазоне изменения параметров объекта управления и характера возмущающих воздействий. Псевдолинейное корректирующее устройство можно рассматривать как дополнительное средство, участвующее в формировании управляющего воздействия и повышающее качество управления.

Структура псевдолинейного двухканального корректора, предлагаемого в настоящей работе, изображена на рис. 1. Данный корректор включается последовательно с регулятором.

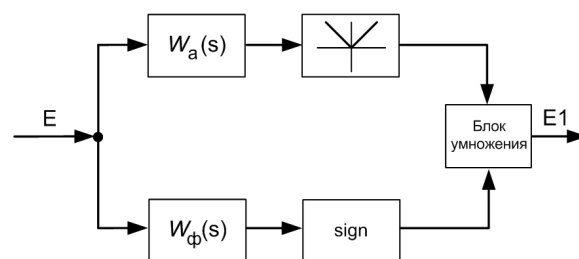


Рис. 1. Структурная схема псевдолинейного двухканального корректора

На рисунке использованы следующие обозначения: E и $E1$ – входной и выходной сигналы корректора; $W_a(s)$ – передаточная функция амплитудного канала корректора; $W_\phi(s)$ – передаточная функция фазового канала корректора; sign – блок определения знака.

Как видно из рис. 1, корректирующее устройство состоит из двух каналов: амплитудного (верхнего) и фазового (нижнего). Амплитудный канал содержит апериодическое звено и звено выделения модуля.

Передаточная функция амплитудного канала определяется по формуле:

$$W_a(s) = \frac{K}{Ts + 1},$$

где K – статический коэффициент передачи апериодического звена амплитудного канала корректора; T – постоянная времени; s – символ дифференцирования.

Апериодическое звено работает как низкочастотный фильтр, не пропуская высокочастотные помехи.

Фазовый канал содержит интегро-дифференцирующее звено с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(s) = \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1},$$

где T_1 и T_2 – постоянные времени звена.

Адаптация корректирующего устройства осуществляется путем изменения статического коэффициента передачи K апериодического звена амплитудного канала корректора и изменением постоянных времени T_1 и T_2 .

Амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ) корректора, полученная в результате гармонической линеаризации, имеет вид:

$$W(j\omega) = a + jb,$$

где a и b – коэффициенты гармонической линеаризации, определяемые по формулам:

$$a = \frac{K}{\pi \sqrt{1 + \omega^2 \cdot T^2 \cdot \gamma^2}} \cdot \left[\begin{array}{l} (\pi - 2 \cdot \alpha - 2 \cdot \theta) \cdot \cos \theta + \\ + \sin \theta + \cos \alpha \cdot \sin(\alpha + \theta) + \\ + \sin \alpha \cdot \cos(\alpha + \theta) \end{array} \right];$$

$$b = \frac{K}{\pi \sqrt{1 + \omega^2 \cdot T^2 \cdot \gamma^2}} \cdot \left[\begin{array}{l} (-\pi + 2 \cdot \alpha + 2 \cdot \theta) \cdot \sin \theta + \\ + \cos \theta + \sin \theta \cdot \sin 2\alpha - \\ - \cos \theta \cdot \cos 2\alpha \end{array} \right],$$

где $\gamma = T/T_2$; ω – угловая частота гармонических колебаний; θ – фазовое запаздывание, вносимое апериодическим звеном амплитудного канала корректора: $\theta = -\arctg \omega T$; α – фазовое опережение, вносимое интегро-дифференцирующим звеном фазового канала корректора, определяемое как:

$$\alpha = \arctg \frac{T \cdot \omega \cdot (1 - \nu)}{1 + \omega^2 \cdot T^2 \cdot \nu},$$

где $\nu = T_2/T_1$.

Изменением параметра настройки амплитудного канала корректора K в пределах от 1,70 до 0,15, при фиксированном значении $T=1,0$ с, можно задать на частоте $\omega=0,4$ рад/с требуемое значение АЧХ в пределах от 0 до -21 дБ соответственно, а изменением параметра настройки T_2 фазового канала корректора в пределах от 1,2 до 100 с, при фиксированном значении $T_1=0,1$ с, можно задать требуемое значение фазового сдвига, вносимого корректирующим устройством, от 0 до 83° соответственно.

На рис. 2 приведена структурная схема САР с адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством.

На рис. 2 использованы обозначения: G – задающее воздействие системы регулирования; U – управляющее воздействие; Y – выход объекта регулирования; $W_{\text{об}}(s)$, $W_{\text{рег}}(s)$, $W_{\text{пдк}}(s)$ – передаточные функции объекта регулирования, регулятора и псевдолинейного двухканального корректирующего устройства; Φ – полосовой фильтр; БНПДКУ – блок настройки псевдолинейного двухканального корректирующего устройства; БОЧХ – блок определения частотных характеристик; $A_0 \sin \omega_0 t$ – поисковый сигнал.

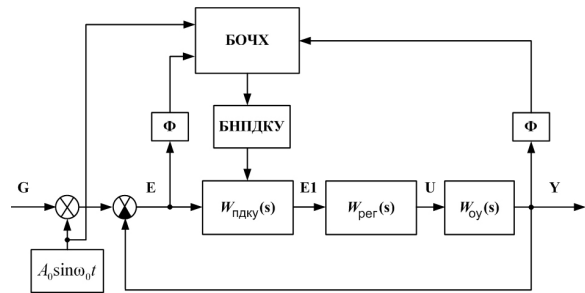


Рис. 2. Структурная схема САР с адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством

В качестве полосового фильтра взят фильтр Чебышева второго порядка. Данный фильтр настроен на пропускание поискового сигнала частотой $\omega_0=0,4$ рад/с.

Принцип работы адаптивной системы заключается в следующем: в процессе работы системы с течением времени происходит изменение параметров объекта управления. Другими словами, происходит изменение коэффициента передачи и фазового сдвига объекта управления. Адаптивное псевдолинейное двухканальное корректирующее устройство в процессе работы определяет изменение коэффициента передачи и фазового сдвига объекта управления на определенной частоте (частоте поискового сигнала) относительно эталонного коэффициента передачи и фазового сдвига; вносит в систему фазовый сдвиг и меняет коэффициент передачи таким образом, чтобы компенсировать изменение параметров объекта управления.

Особенностью данной адаптивной системы является то, что значение фазового сдвига разомкнутой системы определяется по значению амплитуд разомкнутой и замкнутой систем после подачи в систему синусоидального поискового сигнала.

Определение фазового сдвига разомкнутой системы осуществляется по формуле:

$$\cos \varphi_p(\omega_0) = \frac{A_p^2(\omega_0) - A_s^2(\omega_0) - A_s^2(\omega_0) \cdot A_p^2(\omega_0)}{2 \cdot A_s^2(\omega_0) \cdot A_p(\omega_0)}, \quad (*)$$

где $A_p(\omega_0)$, $A_s(\omega_0)$ – коэффициенты передачи по амплитуде разомкнутой и замкнутой систем.

Формула (*) получена на основе связи между АЧХ замкнутой и разомкнутой систем, определяемой по формуле:

$$|W_3(j \cdot \omega)| \cdot e^{j \cdot \varphi_3(\omega)} = \frac{|W_p(j \cdot \omega)| \cdot e^{j \cdot \varphi_p(\omega)}}{1 + |W_p(j \cdot \omega)| \cdot e^{j \cdot \varphi_p(\omega)}},$$

где $|W_3(j \cdot \omega)|$, $|W_p(j \cdot \omega)|$ – АЧХ замкнутой и разомкнутой систем, $\varphi_3(\omega)$, $\varphi_p(\omega)$ – ФЧХ замкнутой и разомкнутой систем.

После запуска системы в работу и удовлетворительном качестве работы происходит подача в систему первого поискового сигнала, затем на осно-

вании значения амплитуды A_0 поискового сигнала и амплитуд ошибки и регулируемой величины в блоке БОЧХ осуществляется определение эталонных значений АЧХ разомкнутой и замкнутой систем на частоте ω_0 , а также происходит определение эталонного значения по формуле (*). После подачи в систему второго и последующих поисковых сигналов в блоке БОЧХ осуществляется определение отклонения значений АЧХ разомкнутой и замкнутой систем на частоте ω_0 от эталонных значений. После этого в блоке БНПДКУ происходит определение коэффициента K настройки амплитудного канала корректора и постоянной времени T_2 фазового канала корректора, обеспечивающих стабилизацию частотных характеристик.

Так как системы автоматического регулирования обычно строятся на базе микропроцессорных контроллеров, то процедуру определения коэффициента K и постоянной времени T_2 удобно выполнить на основе применения кусочно-линейных функции АЧХ и ФЧХ корректора.

Базовые точки кусочно-линейных функций для ФЧХ и АЧХ на частоте $\omega_0=0,4$ рад/с, используемой для исследования САР, приведены соответственно в табл. 1 и 2.

Таблица 1. Базовые точки ФЧХ, $T_1=0,1$

T_2	1,2	1,5	2	2,5	3	3,5	4	5	7	10	20	40	50	100
$\varphi_k, ^\circ$	0	5	12,5	19	25	30	35	41,5	51	60	72	78	80	83

Таблица 2. Базовые точки АЧХ, $T=1,0$

K	1,7	1,5	1,3	1,1	1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,15
$A_k, дБ$	0	-1	-2,2	-3,7	-4,5	-6,5	-9	-10	-12,5	-15	-18	-21

Механизм подстройки коэффициентов K и T_2 состоит в том, что после определения величины изменения фазового сдвига и коэффициента передачи объекта управления определяется требуемое значение фазового сдвига и коэффициента передачи корректора, обеспечивающих неизменными частотные характеристики системы. Для ФЧХ эти значения определяются как сумма текущего значения и величины изменения, а для АЧХ – из условия постоянства произведения коэффициентов передачи объекта управления и корректора. Затем по кусочно-линейным функциям определяются требуемые значения K и T_2 .

Исследование свойств системы с адаптивным псевдолинейным двухканальным корректором проводилось в программном пакете MATLAB 6.5. На рис. 3 представлена модель системы регулирования с адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством, выполненная в MATLAB. Изменение коэффициентов передачи и постоянных времени передаточных функций амплитудного и фазового каналов корректора производилось с помощью аппарата S-функций в блоке настройки корректора. В S-функциях реализованы табл. 1 и 2.

Моделирование систем автоматического регулирования проводилось для объектов первого, второго и третьего порядка. На рис. 4 представлены кривые переходных процессов в системах регулирования только с ПИД-регулятором (кривая 2) и регулятором, дополненным последовательно включенным в цепь регулирования адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством (кривая 1). Эти кривые наглядно иллюстрируют способность адаптации системы ре-

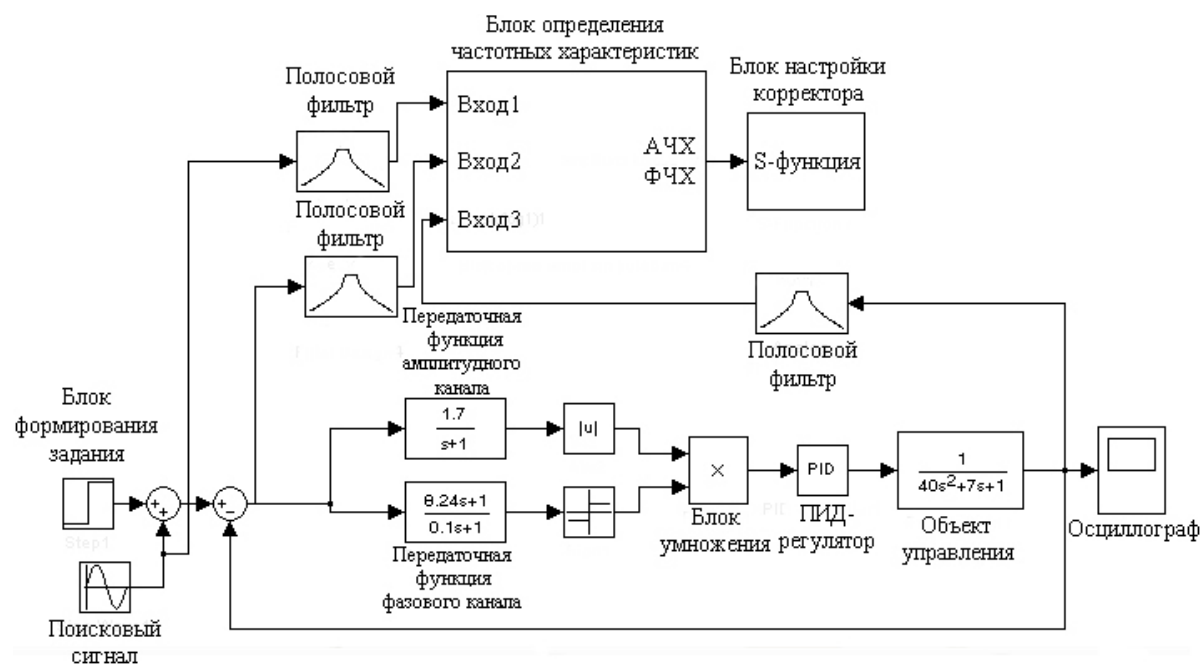


Рис. 3. Модель системы регулирования с адаптивным псевдолинейным двухканальным корректирующим устройством

гулирования к изменению параметров объекта регулирования.

Объект управления моделировался звеном второго порядка с передаточной функцией вида:

$$W_o(s) = \frac{K_o}{T_{o1}^2 s^2 + T_{o2} s + 1},$$

где K_o – статический коэффициент передачи объекта управления, T_{o1} и T_{o2} – постоянные времени объекта управления.

Изначально была произведена настройка ПИД-регуляторов обеих систем по методу Циглера-Никольса для объекта с $K_o=1,0$, $T_{o1}=2,828$ с, $T_{o2}=7,000$ с, таким образом, что переходный процесс при ступенчатом воздействии на объект является апериодическим. Настройки ПИД-регуляторов: $K_p=0,998$; $K_i=0,1742$; $K_d=0,1000$.

Так же изначально была произведена настройка корректора: $K=1,7$; $T=1,0$; $T_1=0,1$; $T_2=1,200$. При таких настройках корректор вносит минимальный фазовый сдвиг и минимальное ослабление АЧХ.

После запуска систем в работу и окончания переходных процессов, в момент времени t_1 в обе системы поступает импульсная помеха (кривая 3) и, как видно из графиков, отрабатывается без колебаний. В момент времени t_2 , после подачи в систему поискового сигнала, в САР с адаптивным корректором происходит определение эталонных значений K и T_2 корректора. В момент времени t_3 происходит изменение постоянной времени T_{o1} объекта

управления со значения 2,828 с, до значения 6,324 с, при этом K_o не меняется.

При таких параметрах объекта управления и исходных настройках ПИД-регулятора переходный процесс на ступенчатое воздействие становится колебательным, что видно из графиков при поступлении второй импульсной помехи в момент времени t_4 . Далее в момент времени t_5 , после подачи в систему с корректором очередного поискового сигнала, происходит подстройка значения T_2 адаптивного корректора со значения 1,20 до 8,24 с.

При очередном поступлении в обе системы импульсной помехи в момент времени t_6 в САР с адаптивным корректором характер реакции системы на импульсную помеху имеет существенно лучшее качество, чем реакция системы без корректора, что видно из рис. 4.

Вид кривой 1 в момент времени t_6 говорит о том, что качество САР с корректором значительно лучше, чем без корректора (кривая 2), при изменившихся параметрах объекта управления и произошедшей подстройке к ним корректора. Качество работы системы с корректором остается удовлетворительным при изменении постоянной времени объекта до значения $T_{o1}=13,0$ с, в то время, как при $T_{o1}=8,4$ с система без корректора уже становится неустойчивой.

Таким образом, применение предлагаемого корректирующего устройства позволяет реализовать систему регулирования объектами с нестационарными параметрами.

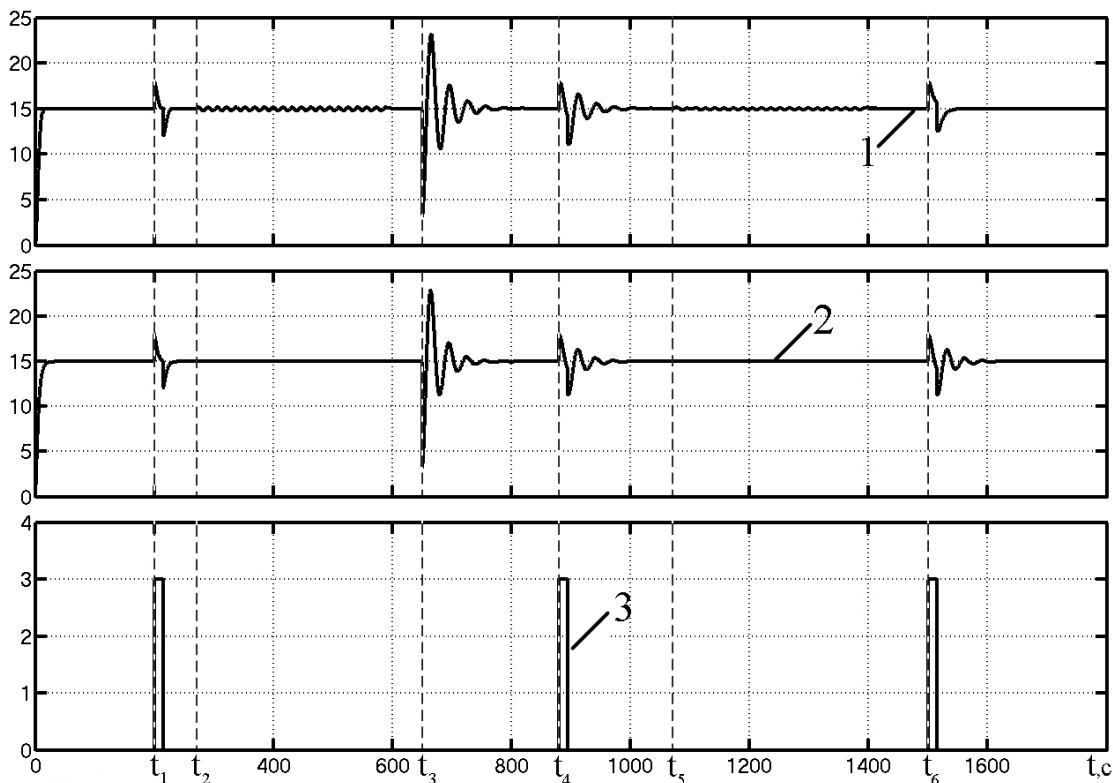


Рис. 4. Кривые переходных процессов

нарными параметрами, изменяющимися в процессе работы в широком диапазоне. Данное корректирующее устройство можно добавлять в состав уже действующих на производстве систем регулирова-

ния, реализованных на базе микропроцессорных контроллеров, без дополнительных затрат на аппаратную часть и тем самым повысить качество регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Солдатов В.В., Ухаров П.Е. Адаптивная настройка систем управления с ПИД-регуляторами в условиях информационной неопределенности // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2004. – № 8. – С. 16–20.
2. Штейнберг Ш.Е., Залуцкий И.Е., Сережин Л.П., Варламов И.Г. Настройка и адаптация автоматических регуляторов. Инструментальный комплект программ // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2003. – № 10. – С. 43–47.
3. Хлыпало Е.И. Расчет и проектирование нелинейных корректирующих устройств в автоматических системах. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 272 с.
4. Зельченко В.Я., Шаров С.Н. Нелинейная коррекция автоматических систем. – Л.: Судостроение, 1981. – 167 с.
5. Методы автоматизированного проектирования нелинейных систем / Под ред. Ю.И. Топчеева. – М.: Машиностроение, 1993. – 576 с.
6. Скороспешкин М.В. Адаптивный линейный нечеткий корректор динамических свойств систем автоматического регулирования // Современные техника и технологии: Труды XII Междунар. научно-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. – 27–31 марта 2006 г. – Томск: Изд-во ТПУ, 2006. – Т. 2. – С. 162–165.
7. Скороспешкин М.В. Адаптивные псевдолинейные корректоры динамических характеристик систем автоматического регулирования // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т. 309. – № 7. – С. 172–176.

Поступила 17.04.2008 г.

Ключевые слова:

Адаптивное псевдолинейное двухканальное корректирующее устройство, система автоматического регулирования, стационарный объект управления.

УДК 681.5

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЖЕЛАЕМОЙ ОБЛАСТИ РАСПОЛОЖЕНИЯ ДОМИНИРУЮЩИХ ПОЛЮСОВ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ С УЧЕТОМ ЕЁ НУЛЕЙ

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

Томский политехнический университет
E-mail: esv-85@mail.ru

Проведен анализ влияния расположения нулей и полюсов замкнутой системы автоматического управления на качество её переходных процессов. Показана возможность обеспечения в системах автоматического управления заданных прямых показателей качества при условии учёта нулей передаточной функции замкнутой системы. Разработана методика нахождения границы области расположения доминирующих полюсов системы с заданными показателями качества. Рассмотрен числовой пример.

Введение

Основными методами анализа систем автоматического управления являются алгебраический, частотный и корневой методы [1]. Хотя более широкое распространение получили два первых метода, корневой метод не менее эффективен. Он позволяет достаточно просто получать те же сведения, что и частотный метод, а также данные для непосредственного вычисления переходной и импульсной характеристик системы, что необходимо для её анализа и синтеза не только в частотной, но и во временной области.

Однако при оценке показателей качества систем автоматического управления по их характеристическим полиномам корневой метод, как правило, не учитывает влияние нулей передаточной функции замкнутой системы, что приводит к значительным ошибкам при нахождении прямых показателей качества. Наиболее остро данная проблема возникает при оценке перерегулирования си-

стемы на основании расположения её полюсов на комплексной плоскости.

Постановка задачи

Рассмотрим замкнутую систему автоматического управления с передаточной функцией $W(s)=A(s)/B(s)$, где $A(s)$ и $B(s)$ – полиномы по степеням s .

Известно, что динамические свойства системы определяются её двумя-тремя доминирующими полюсами, так как влияние остальных полюсов оказывается незначительным, либо из-за их удаленности от мнимой оси и доминирующих полюсов, либо благодаря наличию нуля (нулей), расположенного поблизости.

Поэтому ставится задача: найти прямые показатели качества системы на основании расположения доминирующих полюсов и нулей её передаточной функции. При этом представляет практический интерес определение областей расположения доминирующих полюсов системы на комплексной плоскости, соответствующих желаемым показателям качества.