

УДК 681.5

КОМПЕНСАЦИЯ СКРЫТЫХ СТОХАСТИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ОБЪЕКТА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

А.В. Затонский

Березниковский филиал Пермского государственного технического университета

E-mail: zxenon@narod.ru

Показана возможность компенсации скрытых переменных свойств объекта путем применения специального предиктора, представляющего собой модификацию упреждителя Смита для объекта с переменными свойствами. Исследования имитационной модели показали возможность значительного улучшения качества регулирования предлагаемым методом.

Ключевые слова:

Система автоматического управления, скрытые свойства, повышение качества управления.

Key words:

Automatic control system, latent quality, control quality improvement.

Химико-технологические объекты управления (ОУ) часто характеризуются транспортным запаздыванием и изменчивостью свойств во времени. Причем, в некоторых из них свойства объекта меняются значительно быстрее, чем проходит переходный процесс по управлению, что препятствует построению адаптивных систем управления традиционными методами.

В [1] теоретически обоснована возможность управления объектами со скрытыми свойствами с использованием информации об ОУ, характеризующейся значительной погрешностью. Рассмотрим применение данного метода к управлению следующим технологическим объектом. Пусть имеется емкость (рис. 1), уровень двухфазной жидкости H (м) в которой надо стабилизировать. Жидкость подается по лотку, ее расход регулируется шиберным затвором, отстоящим на L (м) от емкости, что вызывает транспортное запаздывание $\Delta t = L/v$, где v (м/с) — скорость течения жидкости. Следовательно, величину запаздывания будем считать известной.

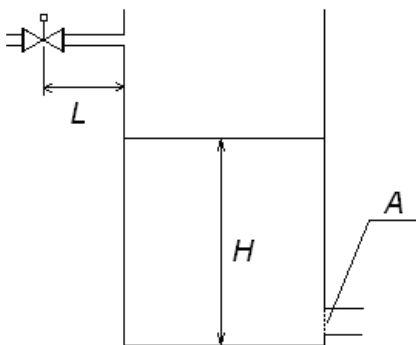


Рис. 1. Исследуемый объект

Обозначив $v_1(t) = v(t - \Delta t)$, построим математическую модель объекта регулирования. Пусть Q_1, Q_2 — объемный расход на входе и выходе из емкости, f_1, f_2 ; F — площади входного лотка, выходной трубы и сечения емкости, m^2 ; ρ — плотность жидкости, kg/m^3 ; C — гидравлическое сопротивление на входе

в выходную трубу, m^3/s . Тогда из закона сохранения вещества:

$$\begin{aligned}(Q_1 - Q_2)dt &= F \cdot dH; \\ (v_1(t)f_1 - \rho g H(t)Cf_2)dt &= F \cdot dH; \\ F \frac{dH(t)}{dt} + \rho g Cf_2 H(t) &= v_1(t)f_1.\end{aligned}$$

Переходя к изображениям по Лапласу, получим

$$\begin{aligned}FsH(s) + \rho g Cf_2 H(s) &= v_1(s)f_1; \\ W(s) = \frac{H(s)}{v_1(s)} &= \frac{f_1}{Fs + \rho g Cf_2} = \\ &= \frac{f_1 / \rho g Cf_2}{F / \rho g Cf_2 s + 1} = \frac{K}{T_1 s + 1}.\end{aligned}$$

Жидкость содержит твердые примеси, от чего сетка A то забивается, то осадок сносится напором жидкости. Это вызывает изменение внутренних свойств ОУ $C = C(t)$, которое невозможно наблюдать или контролировать. Допустим, что объем емкости значителен, следовательно, его постоянная времени значительно больше, чем период изменения гидравлического сопротивления сетки A . Проведем синтез системы управления классом подобных объектов.

Данный объект описывается передаточной функцией первого порядка

$$W_1 = \frac{K}{T_1 s + 1} e^{-\Delta t s},$$

где $T_1 = T_1^* \pm \Delta T_1$ — постоянная времени объекта, $T_1^* = F / \rho g Cf_2$ — математическое ожидание постоянной времени, ΔT_1 — пределы ее изменения вследствие изменения гидравлических характеристик сетки; $K = K \pm \Delta K$ — коэффициент усиления объекта, $K^* = f_1 / \rho g Cf_2 = T^* \frac{f_1}{F}$ — математическое ожидание коэффициента усиления, ΔK — пределы

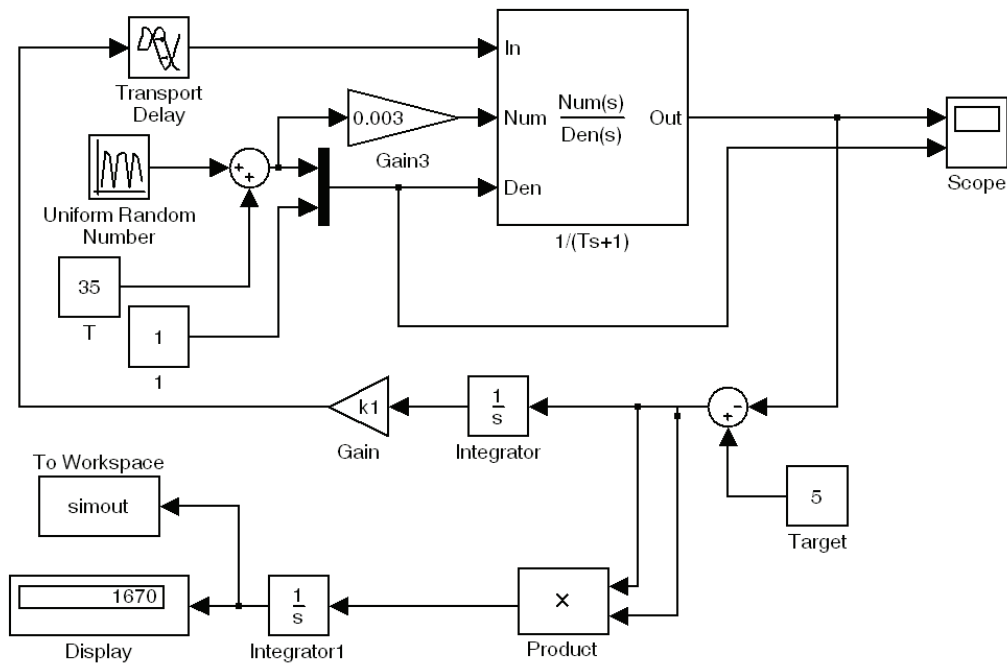


Рис. 2. Модель объекта и системы автоматического регулирования со стохастическим изменением свойств для подбора параметров регулятора

его изменения вследствие изменения гидравлических характеристик сетки. Построим сначала систему управления объектом без учета изменчивости свойств, представив модель объекта и системы автоматического регулирования в виде рис. 2.

Здесь блок $\frac{Num(s)}{Den(s)}$ взят из [2] и позволяет во время моделирования менять настройки объекта.

Числитель передаточной функции

$$Num(s) = \frac{f_1}{F}(35 + \rho) \quad (с), \quad \frac{f_1}{F} \approx 0,003,$$

а знаменатель $Den(s) = (35 + \rho)s + 1$, где ρ – случайное число с заданными в блоке «Uniform Random Number» параметрами: интервалом изменения от 1 до –1 и дискретизацией 20 с.

Для управления объектом выберем однопараметрический И-регулятор, исключаяющий статическую ошибку регулирования. Экспериментально

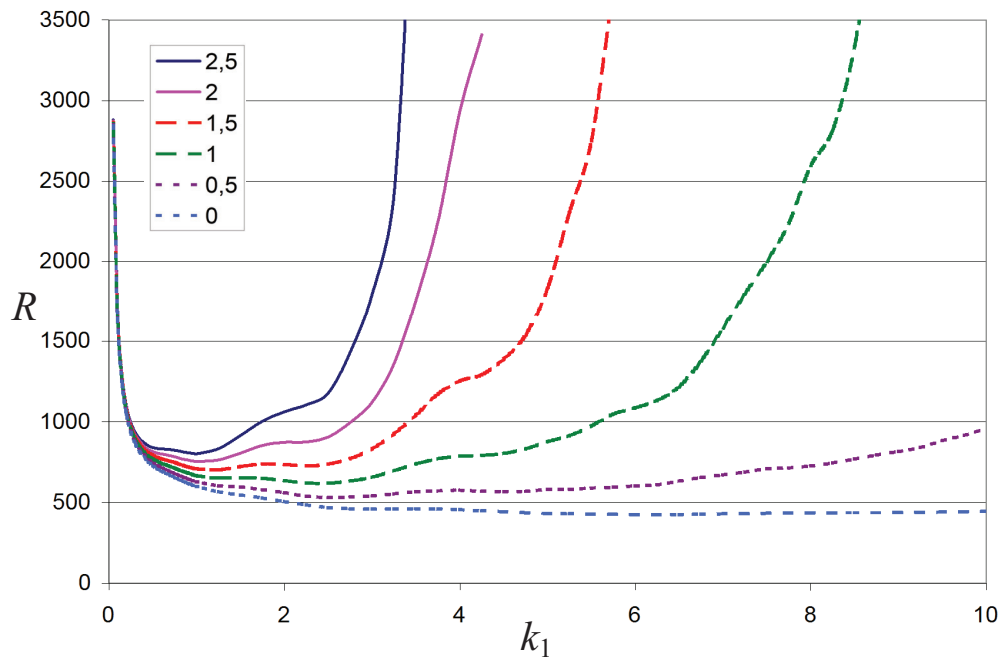


Рис. 3. Интегральная квадратичная ошибка регулирования $R(k_1, \Delta T)$ в зависимости от коэффициента $k_1 \in [0; 10]$, c^{-1} , И-регулятора и запаздывания $\Delta t \in [0; 2,5]$, с, в объекте

определим оптимальный коэффициент усиления k_1 , проведя серию имитационных экспериментов (рис. 3).

Отчетливо наблюдаются как минимум квадратичного критерия оптимальности

$$R(k_1, \Delta t) = \int_0^t (H(t) - H_{\text{зад}})^2 dt$$

в зависимости от коэффициента усиления, так и его смещение в зависимости от запаздывания в объекте.

Исследуем настройки регуляторов других типов в этой ситуации. Например, оптимальной настройкой ПИ-регулятора при использовании с объектом 1 порядка, теоретически, должен быть максимально возможный коэффициент усиления пропорциональной части. Вычислительный эксперимент это подтверждает: оптимизация по параметру R приме-

нительно к схеме с ПИ-регулятором любой метод приводит к неограниченному увеличению П-коэффициента регулятора k_2 . Установив значение $k_2=20 \text{ с}^{-1}$ в пропорциональной части регулятора, реализуемое на всех типах регуляторов, получим следующие зависимости интегральной квадратичной ошибки регулирования $R(k_1, \Delta T)$ от коэффициента $k_1 \in [0, 1; 10] \text{ с}^{-1}$ ПИ-регулятора и запаздывания $\Delta t \in [0; 2, 5] \text{ с}$ в объекте при $k_2=20 \text{ с}^{-1}$ (рис. 4). Видно, что при увеличении запаздывания появляется оптимальная настройка (соответствующая минимуму интегральной квадратичной ошибки R), смещающаяся к оси ординат по мере роста запаздывания в объекте.

График переходного процесса для объекта с И-регулятором с настройкой, близкой к оптимальной, $k_1=1 \text{ с}^{-1}$ и запаздывании в объекте $\Delta t=2 \text{ с}$ приведен на рис. 5. Отметим на нем два участка, пер-

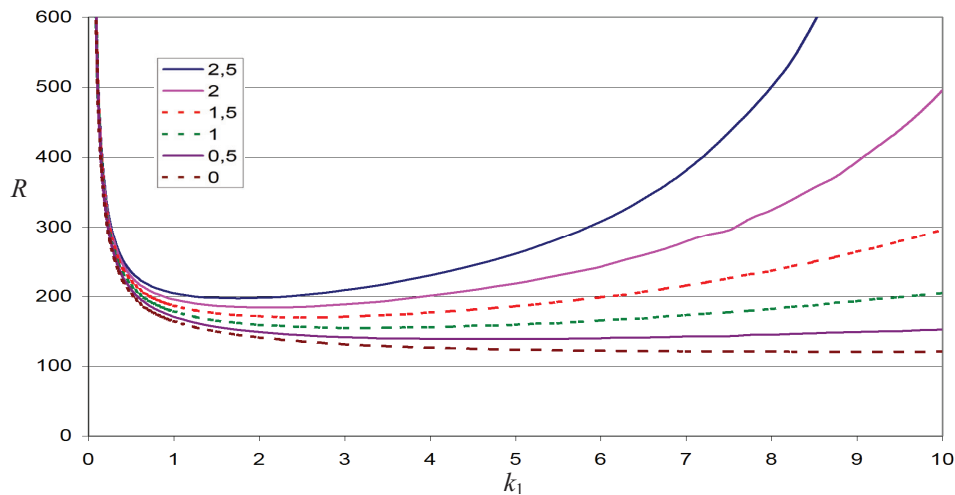


Рис. 4. Интегральная квадратичная ошибка регулирования $R(k_1, \Delta T)$ в зависимости от коэффициента $k_1 \in [0, 1; 10] \text{ с}^{-1}$, ПИ-регулятора и запаздывания $\Delta t \in [0; 2, 5] \text{ с}$, объекта при $k_2=20 \text{ с}^{-1}$

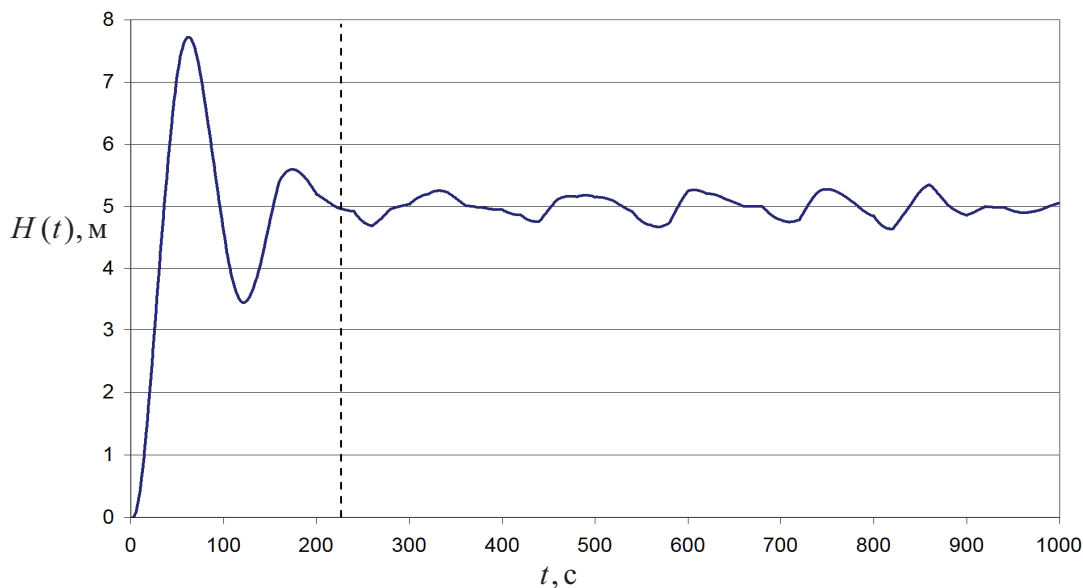


Рис. 5. Переходный процесс при настройке И-регулятора $k_1=1 \text{ с}^{-1}$, и $\Delta t=2 \text{ с}$

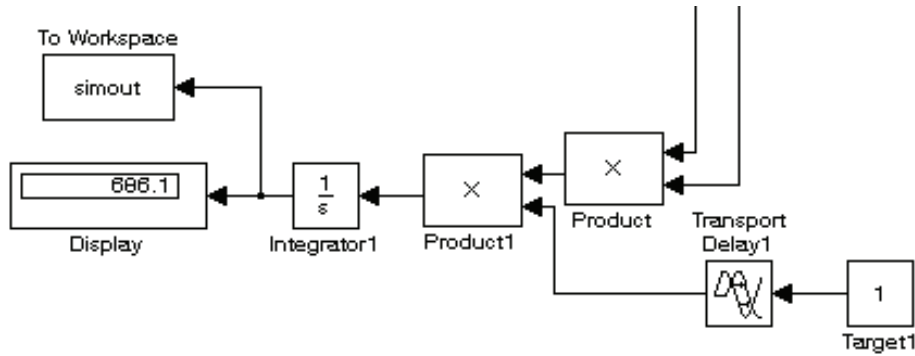


Рис. 6. Фрагмент схемы с интегрированием ошибки только на участке стабилизации

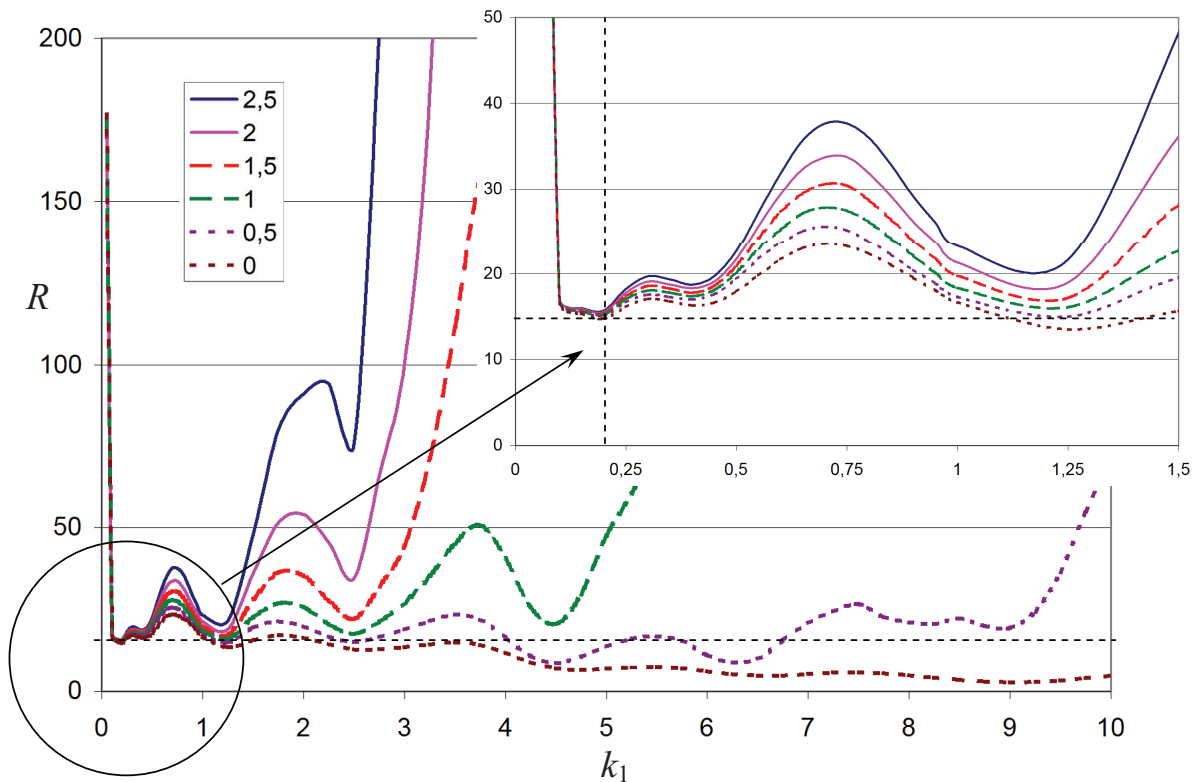


Рис. 7. Интегральная квадратичная ошибка регулирования $R(k_1, \Delta T)$ на участке стабилизации в зависимости от коэффициента $k_1 \in [0, 1; 10]$ (c^{-1}) И-регулятора и запаздывания $\Delta t \in [0, 2, 5]$ (с) объекта

вый из которых при $t \in [0, 230]$ с относится к переходному процессу, второй при $t > 230$ с к участку стабилизации, зашумленному вследствие изменения параметров объекта. Для исследования именно этого участка изменим схему так, как показано на рис. 6. Для элемента «Transport Delay2» установим задержку в 230 с, значительно превышающую $\Delta t = 2$ с. Это позволяет интегрировать ошибку только на участке, где $t > 230$ с, называемом далее в этой работе участком стабилизации, отбросив переходный процесс.

Произведен поиск оптимальных настроек И-регулятора по критерию минимальной интегральной квадратичной ошибки регулирования на участке стабилизации (рис. 7). Очевидно, что существует некоторое значение $k_1 \approx 0,2$, почти не зависящее от запаздывания объекта, на котором достига-

ется наилучшее качество регулирования при запаздывании в объекте $\Delta t \geq 0,5$ с. Данная настройка неустойчива при уменьшении и существенно отличается от оптимальных настроек, полученных с учетом переходного процесса. Например, при использовании И-регулятора для объекта с запаздыванием $\Delta t = 2$ с минимальная интегральная квадратичная ошибка регулирования на интервале $t \in [0, 1000]$ (с) достигается при $k_1 \approx 1$ (c^{-1}), а при $\Delta t = 1$ с – при $k_1 \approx 2,5$ (c^{-1}). Следовательно, для практической реализации можно рекомендовать адаптивную систему, в которой по окончании переходного процесса происходит перенастройка регулятора на значения, оптимальные для участка стабилизации.

Исследуем улучшение качества регулирования при замене И-регулятора ПИ-регулятором. Зависимость интегральной квадратичной ошибки регу-

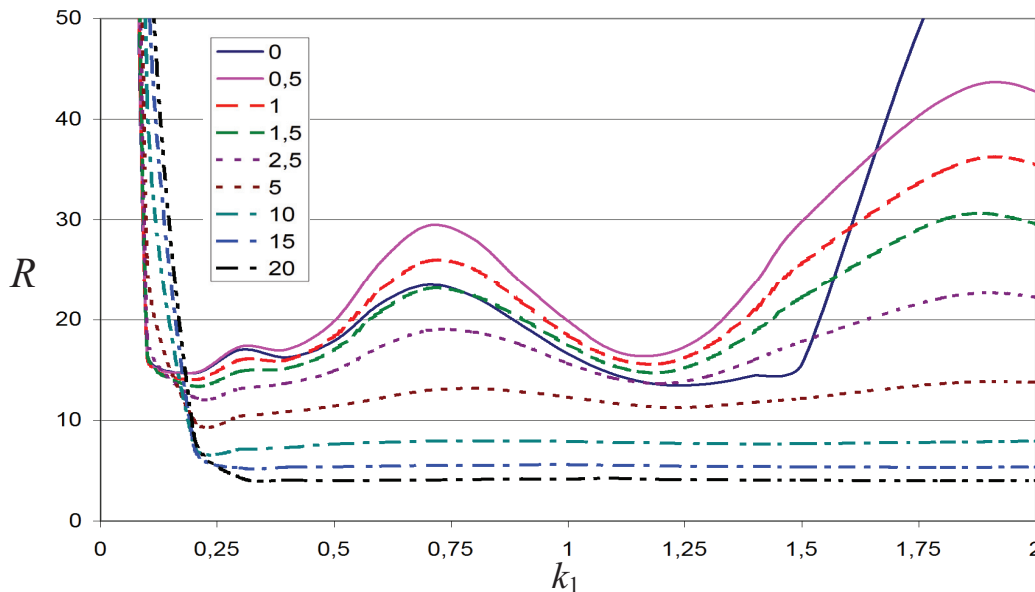


Рис. 8. Интегральная квадратичная ошибка регулирования $R(k_1, k_2)$ на участке стабилизации в зависимости от коэффициентов ПИ-регулятора $k_1 \in [0, 2]$ с⁻¹ и $k_2 \in [0, 20]$ с⁻¹ регулятора при запаздывании в объекте $\Delta t = 2$ с

лирования от k_1 и k_2 на участке стабилизации приведена на рис. 8. Видно, что точка оптимальных настроек $k_1, k_2 : \min_{k_1, k_2} R(k_1, k_2)$ с ростом k_2 смещается

в область больших значений k_1 . При аппроксимации квадратичной зависимостью получим уравнение для оптимальных настроек $k_1(k_2) = 0,0009k_2^2 - 0,003k_2 + 0,2023$. При изменении настроек с $\{k_1=0,2; k_2=0\}$ на $\{k_1=0,5; k_2=20\}$ получили изменение $R(k_1, k_2)$ с 14,704 до 4,069, то есть на 72,3 %.

Используем для дальнейшего повышения качества регулирования какой-либо «слепой» фильтрационный алгоритм, не требующий подачи на вход фильтра образцового сигнала. Это вызвано тем, что, в отличие от задач фильтрации шумов или передачи данных, в данном случае невозможно получить образцовый сигнал, на основе которого настраивается адаптивный фильтр.

Попробуем применить компенсатор шума, построенный на основе предикатора Смита [2]. Однако его реализация в полной мере невозможна, поскольку невозможно определить текущее значение постоянной времени объекта (хотя идентифицировать запаздывание вполне возможно). Поместим в местную обратную связь идеализированную модель объекта с постоянной времени, равной математическому ожиданию стохастически изменяющейся постоянной времени реального объекта. Реализация такой схемы в Simulink представлена на рис. 9. Здесь звено «Gain2», реализующее коэффициент усиления k_3 , первоначально было добавлено для возможности включения и выключения предикатора, а затем проявился интересный эффект, описанный ниже.

Проверим работу компенсатора сначала на объекте с некоторой настройкой И-регулятора

(близкой к оптимальной, например, $k_1=1$ с⁻¹ при $\Delta t=2$ с). Эта настройка не приводит к неустойчивости системы при отключенном компенсаторе (см. рис. 5). Результат моделирования приведен на рис. 10. Очевидно, что выигрыш от включения предикатора по сравнению с «чистым» И-регулятором невелик: уменьшение интегральной квадратичной ошибки на участке стабилизации составляет примерно 5,2 %. Включение предикатора по сравнению с «чистым» ПИ-регулятором даже ухудшает интегральную квадратичную ошибку на участке стабилизации, при оптимальных настройках $k_1=2$ с⁻¹ и $k_2=20$ с⁻¹ (рис. 4) на 5,11 %.

Проведена попытка совместного подбора оптимальных настроек ПИ-регулятора и предикатора. Получен интересный результат: если не ограничивать коэффициент усиления звена Gain2 (k_3) модели, приведенной на рис. 9, положительными числами, то существуют оптимальные настройки $\{k_1=0,5; k_2=20; k_3=-6,1\}$, позволяющие повысить качество регулирования примерно на 40 % (рис. 11) по сравнению с ПИ-регулятором. Интересно, что $k_3 < 0$. Действительно, предикатор Смита рекомендуется применять на объекте 1-го порядка с такими запаздыванием Δt и постоянной времени T_1 , что

$$\frac{\Delta t}{\Delta t + T_1} \geq 0,2. \text{ В данном случае } \frac{\Delta t}{\Delta t + T_1^*} = \frac{2}{2 + 35} \approx 0,054,$$

поэтому при $k_3=1$ положительный эффект незначителен. Однако применение предикатора с $k_3 < 0$ дает хороший эффект и на других системах, описание которых выходит за рамки этой работы. На начальном ($t \in [0, 230]$ с) этапе переходного процесса по управлению применение «отрицательного предикатора» также дает положительный эффект (рис. 12).

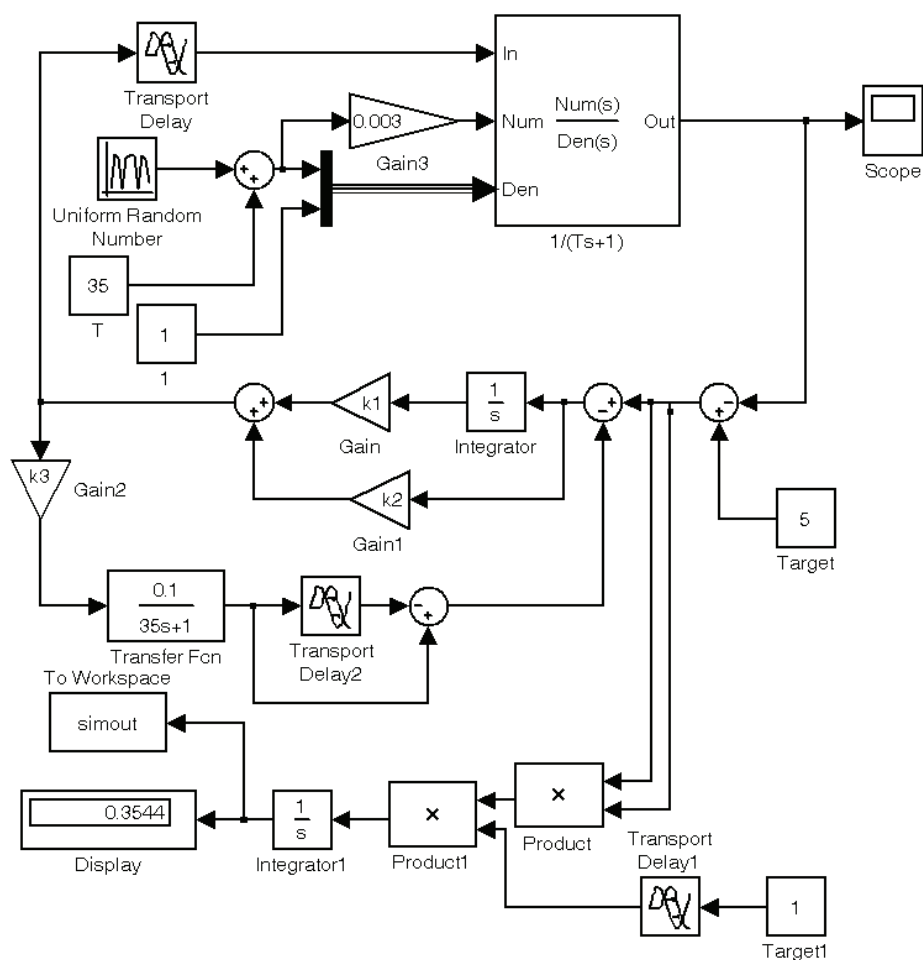


Рис. 9. Реализация в Simulink предикатора Смита для компенсации шума

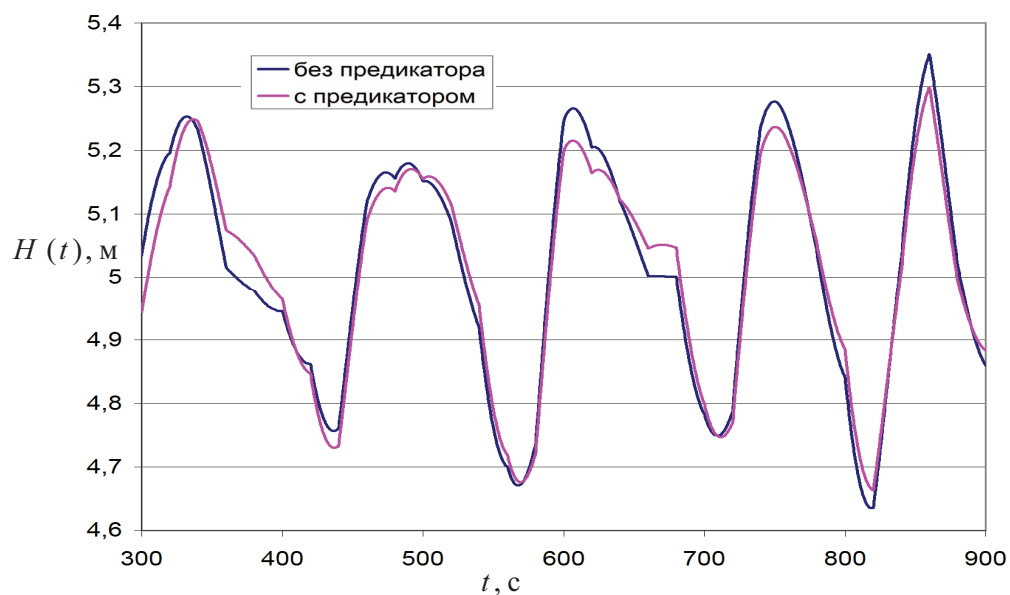


Рис. 10. Переходные процессы на участке стабилизации при использовании предиктора Смита в качестве компенсатора шума и И-регулятора с $k_I=1 \text{ c}^{-1}$

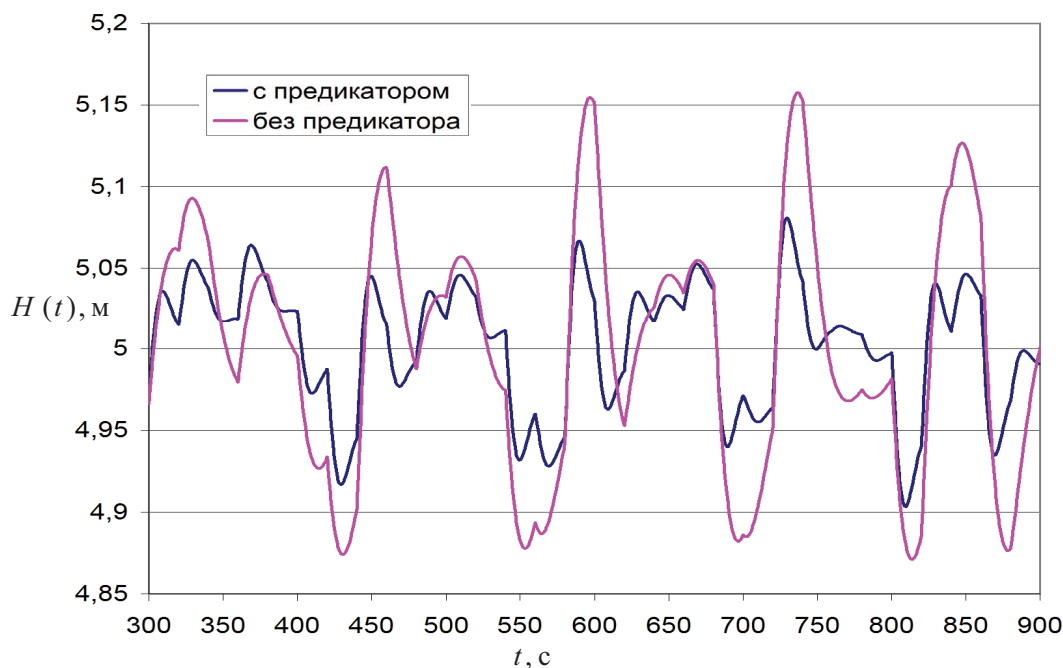


Рис. 11. Переходные процессы на участке стабилизации при использовании и без использования предикатора Смита в качестве компенсатора шума и ПИ-регулятора с совместными оптимальными настройками $k_1=0,5 \text{ с}^{-1}$, $k_2=20 \text{ с}^{-1}$ и $k_3=-6,1$

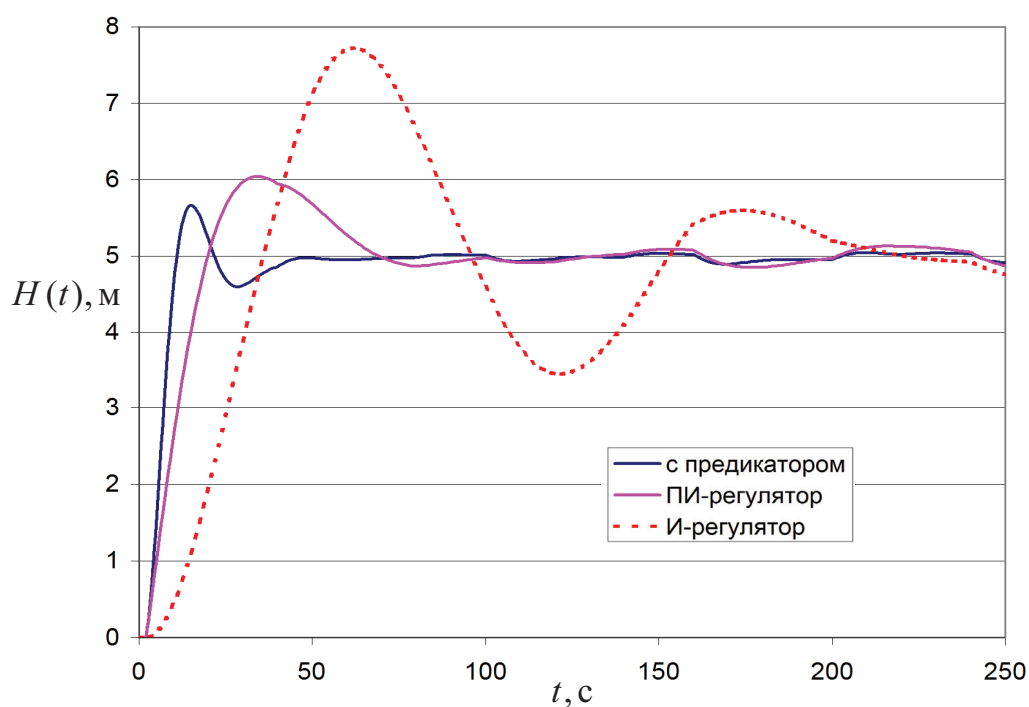


Рис. 12. Переходные процессы по управлению при включенном и выключенном предикаторе и разных регуляторах

Известно, что к результатам имитационного моделирования стохастических систем необходимо относиться осторожно. При малых изменениях случайных параметров (например, другой псевдослучайной последовательности изменения постоянной времени объекта) возможны существенные из-

менения результатов моделирования. Так, несколько раз смещая последовательность, генерируемую звеном «Uniform Random Number» по времени, получим семейство кривых подбора оптимальных настроек регулятора (рис. 13), которые также имеют четко выраженный минимум в окрестности $k_1 \approx 0,5$.

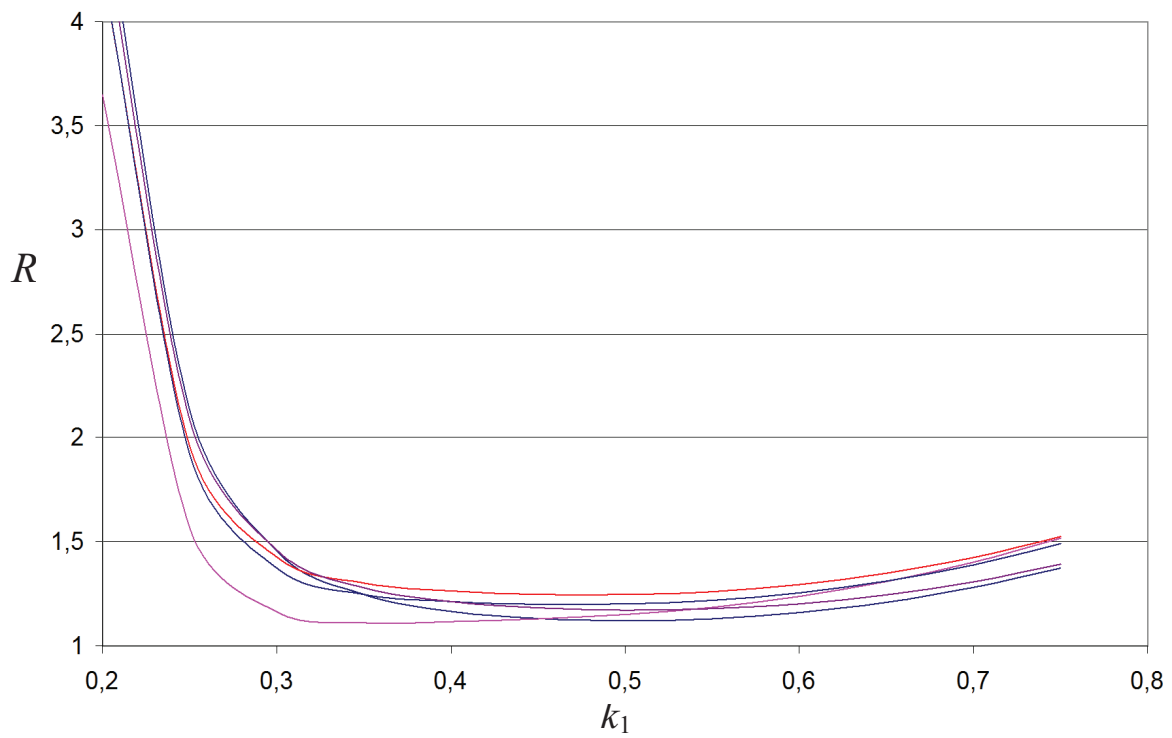


Рис. 13. Зависимость интегральной ошибки регулирования на этапе стабилизации при $k_1 \in [0, 2; 0, 75]$ в семи различных реализациях имитационной схемы

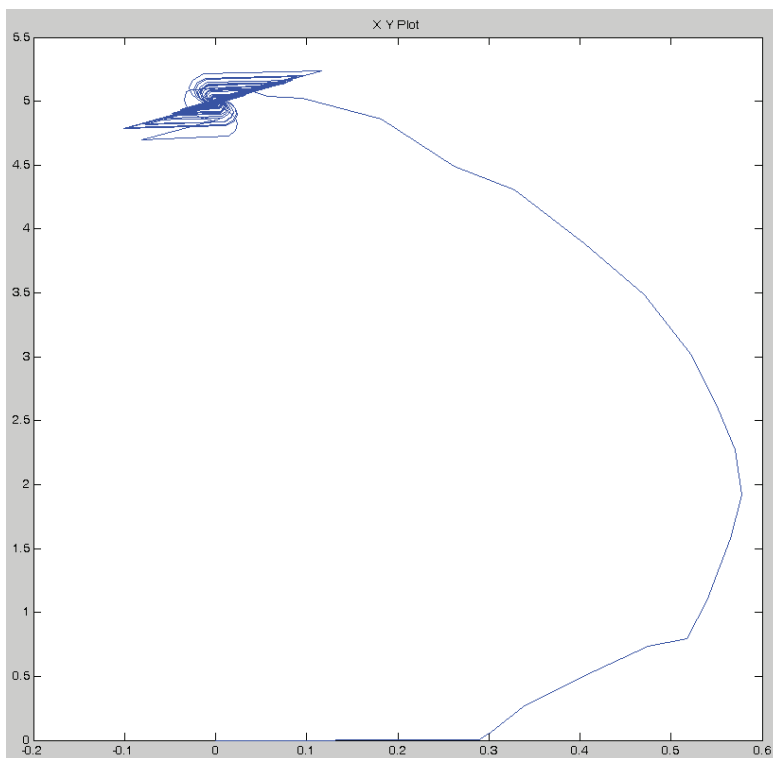


Рис. 14. Иллюстрация устойчивости системы на фазовой плоскости

Несмотря на некоторый разброс, область оптимальных настроек достаточно мало зависит от номера реализации.

Устойчивость системы в рассматриваемых диапазонах изменения настроек подтверждается наличием выраженного аттрактора на фазовой плоскости (рис. 14) $H(t) - (d/dt)H(t)$.

На практике, в регуляторе должно быть установлено максимально возможное значение k_2 , после чего следует совместно подбирать значения k_1 и k_3 . При этом следует отметить низкую чувствительность системы к изменению последних. Рис. 13 иллюстрирует, что при изменении $k_1 \in [0,35; 0,75]$ с, т. е. на 53 %, качество регулирования изменилось в пре-

делах $R(k_1, k_2=20; k_3=-6,1) \in [1,11; 1,46]$, т. е. на 24 %. Это важно с той точки зрения, что, поскольку система является стохастической, значения оптимальных настроек регулятора будут меняться от реализации к реализации (подобно рис. 13). Низкая чувствительность системы к настройкам регулятора, следовательно, является положительным фактором.

Таким образом, применение предикатора Смита в качестве фильтра в системе с объектом со стохастически меняющимися свойствами позволило существенно (на 40 %) улучшить в данном конкретном случае качество регулирования и сформулировать простые правила оптимальной настройки ПИ-регулятора и усилителя при предикаторе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Затонский А.В. Компенсация недоступности информации в подсистеме управления сложной технической системой // Математические методы в технике и технологиях: Международ. науч. конф.: сб. науч. тр. Вып. 21. Т. 2. — Саратов, 2008. — С. 54—58.
2. Черных С.В. Советы пользователям раздела Simulink: блок передаточной функции с переменными коэффициентами. 2009.

URL: <http://matlab.exponenta.ru/simulink/book2/15.php> (дата обращения: 03.09.2009).

3. Филимонов А.Б. Спектральный метод построения упределителей для объектов с запаздыванием // Мехатроника, автоматизация и управление. — 2006. — № 6. — С. 2—8.

Поступила 08.09.2009 г.

УДК 519.7:519.81

ПОДХОД К СГЛАЖИВАНИЮ И РЕКОНСТРУКЦИИ ФОРМЫ СОСТОЯНИЙ СТОХАСТИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ЭТАЛОНОВ

С.И. Колесникова, Е.В. Волченко*

Томский политехнический университет
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: skolesnikova@yandex.ru

*Государственный университет информатики и искусственного интеллекта МОН Украины, г. Донецк, Украина

Рассматривается подход к сглаживанию (фильтрации) и реконструкции тренда фрагментов временных рядов как модели состояний стохастических динамических систем. Подход реализуется в виде алгоритмов формирования обобщенных эталонов состояний многомерного временного ряда, сглаживания временного ряда на их основе, формирования признаков состояний как формы функциональной зависимости на основе совмещения методов прямой экстраполяции, разностных схем и обобщенных эталонов состояний ряда. Приводятся данные численного моделирования.

Ключевые слова:

Состояние динамической системы, методы распознавания образов, временной ряд, эффективность распознавания, интеллектуальная система, весовые коэффициенты.

Key words:

Dynamical system state, methods of pattern recognition, time series, effectiveness of recognition, intelligence system, weight coefficients.

В настоящее время полное изучение многомерного и многопараметрического динамического объекта (в общем случае, нелинейного и зашумленного, то есть, сложного) — достаточно трудная задача [1—8], часто успешно аналитически решаемая при размерности системы не более двух; при размерности, равной трем реальные результаты возможны

благодаря новым вычислительным технологиям (в частности, нейросетевым [3]); при размерности, равной или большей четырех, возникают непреодолимые трудности даже при современных вычислительных технологиях. В настоящее время практически не существует какого-либо единого формализованного подхода в этом направлении [3, 4].