



СРАВНЕНИЕ РАБОТЫ АДАПТИВНОГО ПИД-РЕГУЛЯТОРА С ОПТИМАЛЬНЫМ НЕЛИНЕЙНЫМ В РЕЖИМАХ ИНТЕГРАЛЬНОГО НАСЫЩЕНИЯ

Н.М. Бобриков (ОАО "Газавтоматика"), А.М. Шубладзе, С.В. Гуляев (ИПУ РАН), С.И. Кузнецов (ОАО "Теплоприбор"), В.А. Малахов, В.Р. Ольшванг (ИПУ РАН)

Интегральное насыщение возникает в линейных ПИД (ПИ) – регуляторах при выходе управляющего сигнала за пределы линейной зоны. Существуют различные алгоритмы устранения отрицательного эффекта интегрального насыщения применительно к ПИД (ПИ) – регуляторам с постоянными настройками. В работе предлагается алгоритм работы адаптивного ПИД (ПИ) – регулятора в условиях интегрального насыщения.

Ключевые слова: система управления, адаптация, оптимальность, ПИД регулятор, интегральное насыщение.

Введение

ПИД-регуляторы успешно применяются для решения самого широкого круга задач управления промышленными процессами. Однако эффективность их использования может значительно уменьшаться, если на выходной сигнал регулятора накладываются ограничения. При этом может возникать эффект "интегрального насыщения" значительно снижающий качество регулирования [6]. Поэтому в настоящее время разработаны различные способы устранения эффекта интегрального насыщения [1-4], не допускающие выхода управляющего сигнала на граничные значения и, тем не менее, обеспечивающие хорошее качество переходных процессов. Однако существующие методы устранения интегрального насыщения эффективно действуют в системах с постоянными параметрами. При использовании их для управления нестационарными объектами, в частности, в систе-

мах с адаптивными и самонастраивающимися ПИ (ПИД)-регуляторами возникают трудности.

В работе приводится способ устранения эффекта интегрального насыщения для систем управления объектами с переменными параметрами и адаптивным ПИД (ПИ)-регулятором.

Интегральное насыщение

Чтобы проиллюстрировать эффект интегрального насыщения рассмотрим систему управления, представленную на рис. 1.

Передаточная функция ПИД-регулятора:

$$G_c(s) = K_p \left((W(s) - Y(s)) + \frac{1}{T_i s} (W(s) - Y(s)) - \frac{T_d s}{(T_d/N)s + 1} Y(s) \right), \quad (1)$$

где K_p – коэффициент пропорциональности, T_i и T_d – время интегрирования и дифференцирования соответственно, N – коэффициент выбирается в диапазоне 5...20.

Поскольку эффект интегрального насыщения наиболее сильно проявляется у объектов небольших порядков, у которых время запаздывания по отношению к динамике относительно мало, передаточную функцию объекта примем в виде:

$$G_p(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls}. \quad (2)$$

На рис. 2 показана реакция системы (1), (2) на единичный скачок $w(t) = 1$, при $t > 0$, где $K = 1$, $T = 1$, $L = 0,2$, настройки регулятора, выбранные в соответствии с методом автоколебаний Циглера-Никольса: $K_p = 3,03$, $T_i = 0,41$ и $T_d = 0,1$, $N = 10$, ограничения управления $u_{min} = 0$ и $u_{max} = 1,2$. Сплошная тонкая линия – задание $w(t)$, сплошная жирная линия – выход объекта $y(t)$, штрих – пунктирная линия – управление с учетом ограничения $u_s(t)$, пунктирная линия – интегральная составляющая $i(t)$.

Из графика видно, что управление продолжает длительное время находиться на максимальном уровне ($u_s(t) = 1,2$ В) из-за большой величины интеграль-

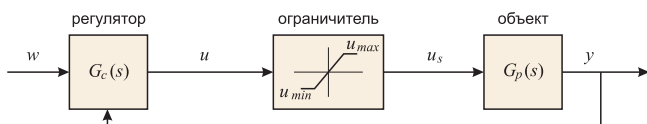


Рис. 1. Система управления, где w – задание, u – вычисленный выход ПИД-регулятора, u_{max} и u_{min} – ограничения выхода, u_s – выход регулятора с учетом ограничения, e – ошибка, y – регулируемая величина. ПИД-регулятор выберем в форме, исключаяющей реакцию дифференциальной составляющей на скачок по заданию.

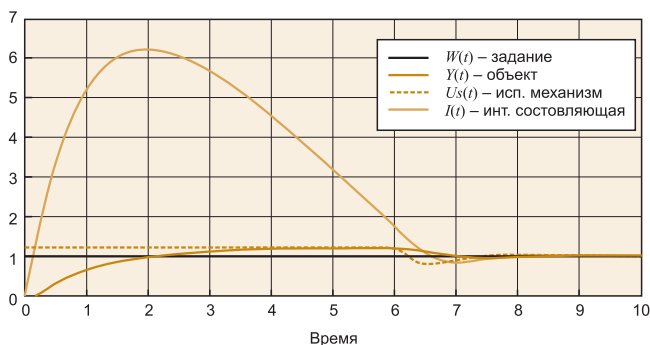


Рис. 2. Реакция системы с ПИД-регулятором на скачок

*Мир мысли - единственная реальность в том водовороте
привидений и призраков, который зовется реальным миром.*

Иво Андрич

ной составляющей, несмотря на то, что ошибка поменяла знак в момент $t = 2$ с, это вызывает значительное перерегулирование в течение большого времени.

В настоящее время разработаны различные способы устранения эффекта интегрального насыщения [1-4]. В [4, 6] приведены обзоры этих методов и сравнение результатов их использования.

Однако все рассмотренные методы исследованы применительно к системам управления с постоянными параметрами объекта управления и, следовательно, настройками ПИД (ПИ) – регуляторов. Непосредственное использование этих методов для объектов с переменными параметрами может оказаться недостаточно эффективным. Поэтому возникает задача разработки способа устранения отрицательного эффекта интегрального насыщения для объектов с переменными параметрами. В настоящей работе ограничимся случаем, когда в объекте меняется коэффициент усиления.

Адаптивный метод задания интегральной составляющей

Будем рассматривать систему (1), (2) с переменным коэффициентом усиления объекта K . На рис. 3 приведена блок-схема алгоритма адаптивного метода задания интегральной составляющей (АМЗИС), устраняющего отрицательный эффект интегрального насыщения для объекта с переменным коэффициентом усиления.

Из блок-схемы видно, что алгоритм АМЗИС представляет собой ПИД-регулятор, на выходе которого установлен блок ограничения управляющего сигнала, соответствующий ограничениям исполнительного механизма. Дополнительно введены переключатели, управляющие работой П-, И- и Д-составляющих. Алгоритм работает следующим образом. Детектор ограничения, подключенный ко входу u и выходу u_s блока ограничения, отслеживает момент выхода расчетного значения управления u из границ линейного диапазона $[u_{min}, u_{max}]$, вырабатывая управляющий сигнал $sat\ on = 1$, и момент попадания управления u в границы линейного диапазона, вырабатывая управляющий сигнал $sat\ off = 1$. Управляющий сигнал $sat\ off$, в свою очередь, запускает блок задержки на время

$$t_{del} = 8 \sqrt{\frac{L}{T} \frac{T_i}{K_p \hat{K}}}$$

то есть выход блока задержки принимает значение 1 через время t_{del} после того, как сигнал $sat\ off$ примет значение 1. Комбинации сигналов $sat\ on$, $sat\ off$ и выхода блока задержки с помощью алгебраических сумматоров образуют сигналы $control\ gain$ и $control\ int$. Эти сигналы посредством переключателей управляют изменением общего коэффициента регулятора K_p и заданием начального состояния И-составляющей i_d . Будем предполагать, что в процессе работы замкну-

той системы известна оценка \hat{K} текущего значения K . Такую оценку можно получить, например, способом, описанным в [5]. Используя это значение, можно определить прогнозируемое значение управления $i_d = w/\hat{K}$, соответствующего заданию w . При выходе расчетного значения управления u на границу линейного диапазона ($sat\ on = 1$) значение И-составляющей устанавливается в i_d (i_d подается на вход начального значения x_0 блока интегрирования), а вход блока интегрирования размыкается. Таким образом, значение И-составляющей фиксируется на уровне заранее определенной величины управления i_d , соответствующего заданию. Начиная с момента попадания управления u в границы линейного диапазона ($sat\ off = 1$) на время, определяемое блоком задержки, значение общего коэффициента регулятора K_p заменяется на меньшее значение αK_p (α из диапазона 0,3...0,01). После окончания времени задержки регулятор переходит в режим обычного ПИД-управления. На рис. 4 приведены графики управляющих сигналов АМЗИС алгоритма при работе системы (1), (2) с параметрами п. 1.

На первом графике управляющий сигнал $sat\ on$ принимает значение 1 в момент изменения задания

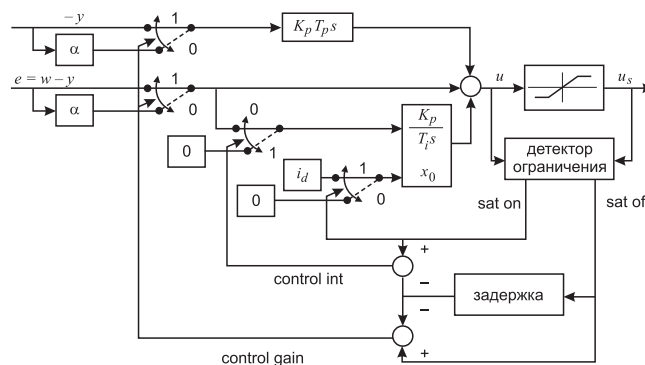


Рис. 3. Блок-схема АМЗИС

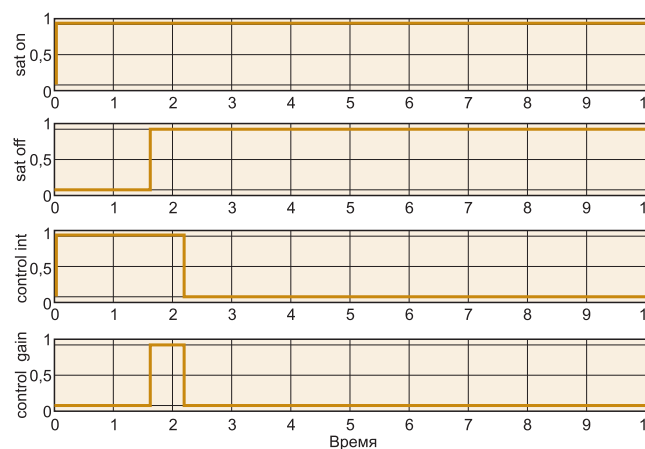


Рис. 4. Управляющие сигналы АМЗИС

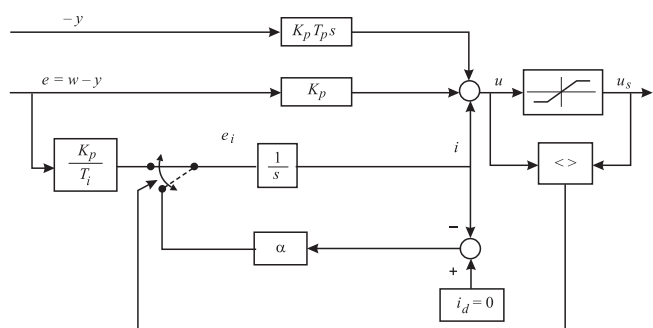


Рис. 5. Блок-схема PR алгоритма

$t_0 = 0$, поскольку вычисленный выход ПИД-регулятора выходит на ограничение: $u > u_{max} = 12$ В (рис. 2).

На втором графике при $t_1 \approx 1,6$ с управляющий сигнал sat off принимает значение 1 в момент попадания вычисленного выхода ПИД-регулятора u в границы линейного диапазона $0 < u < u_{max} = 1,2$ В.

На третьем графике управляющий сигнал control int (алгебраическая сумма сигналов sat on и выхода блока задержки) принимает значение 1, начиная с момента $t_0 = 0$ до момента $t_2 \approx 2,2$ с срабатывания блока задержки.

На четвертом графике управляющий сигнал control gain (алгебраическая сумма сигналов sat off и выхода блока задержки) принимает значение 1, начиная с момента $t_1 \approx 1,6$ с до $t_2 \approx 2,2$ с.

Результаты сравнения

Проведем сравнение предлагаемого алгоритма с известными способами устранения эффекта интегрального насыщения. Поскольку выбрать наилучший из известных способов практически невозможно, в качестве базового примем метод задания интегральной составляющей (preloading – PR) [1,4]. Выбор этого способа определяется тем, что в соответствии с [4] по совокупности показателей качества этот способ

показывает хорошие результаты среди остальных. Кроме того, PR алгоритм структурно близок к рассматриваемому АМЗИС алгоритму. Блок-схема PR алгоритма представлена на рис. 5.

Из блок-схемы видно, что PR алгоритм также представляет собой ПИД-регулятор, на выходе которого установлен блок ограничения управляющего сигнала, соответствующий ограничениям исполнительного механизма. По сравнению со стандартным ПИД-регулятором в этом регуляторе вводится дополнительная обратная связь, управляющая интегральной составляющей. Эта обратная связь включается при выходе вычисленного значения управления на ограничение. При ее включении выход интеграла динамически стремится к заранее определенной постоянной величине i_d . Таким образом, при вхождении управления u в линейную зону значение И-составляющей i будет близко к i_d . Так как при использовании этого метода отсутствует информация о том, каким должно быть значение управления, соответствующее заданию, то обычно в качестве i_d принимают середину диапазона возможных управлений. То есть $i_d = 0,5(u_{min} + u_{max})$. Таким образом, вход интеграла:

$$e_i = \begin{cases} -\alpha(i - i_d), & \text{если } u \neq u_s \\ \frac{K_p}{T_i} e \end{cases},$$

где $\alpha > 0$ настроечный параметр, управляющий скоростью убывания интеграла при выходе управления на ограничение.

Приведем результаты моделирования работы алгоритмов. В первом случае рис. 6 и рис. 7 рассмотрим реакцию системы (1), (2) с настройками п. 1 на единственный скачок для PR алгоритма и АМЗИС алгоритма. На рисунках представлены: выход объекта $y(t)$ (верхняя кривая), управление с учетом ограничения $u_s(t)$ (средняя кривая) и интегральная составляющая i (нижняя кривая).

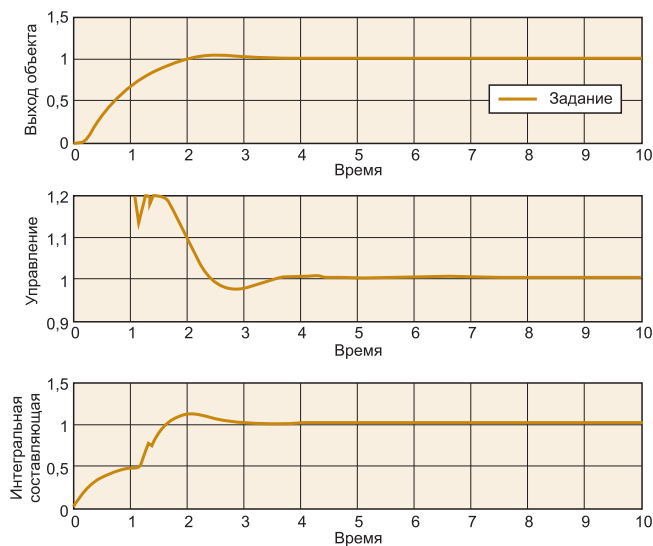


Рис. 6. Реакция системы с PR алгоритмом на скачок ($K = 1, L = 0,2$)

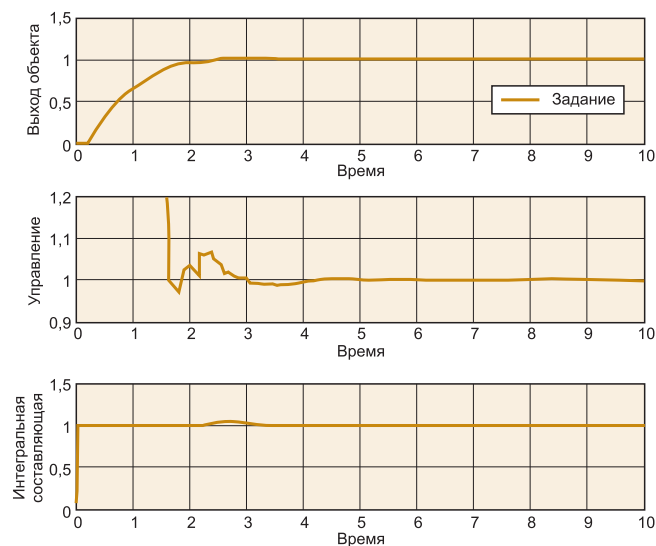


Рис. 7. Реакция системы с АМЗИС алгоритмом на скачок ($K = 1, L = 0,2$)

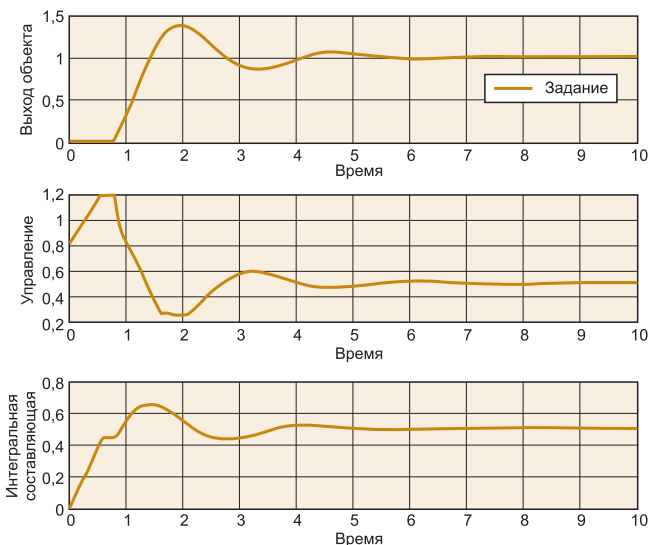


Рис. 8. Реакция системы с PR алгоритмом на скачок ($K = 2, L = 0,8$)

Для оценки качества работы регуляторов используем следующие критерии:

- перерегулирование;
- время стабилизации – время попадания регулируемой величины в 5% трубку от установившегося значения;
- интегральная ошибка:

$$I = \int_{t_{off}}^{10} e^2 dt,$$

где t_{off} – момент попадания управления в линейную зону.

Во втором случае рис. 8 и рис. 9 (размещение кривых такое же, как на рис. 6 и рис. 7) рассмотрим реакцию системы (1), (2) на единственный скачок для объекта с измененными параметрами: пусть в (2) $K = 2, T = 1, L = 0.8$. Настройки ПИД-регулятора для такого объекта $K_p = 0,8, T_i = 1,1$ и $T_d = 0,2, N = 10$. Оценки качества работы регуляторов для рассмотренных объектов приведены в таблице.

Заключение

Из результатов моделирования следует, что интегральная составляющая в случае алгоритма АМЗИС гораздо быстрее принимает номинальное значение. Поэтому для объекта с постоянными коэффициентами ($K = 1, L = 0,2$) алгоритм АМЗИС обеспечивает лучшие показатели качества по сравнению с базовым PR алгоритмом. При изменении параметров объекта ($K = 2, L = 0,8$) благодаря использованию дополнительной информации о значении коэффициента объекта \hat{K} АМЗИС

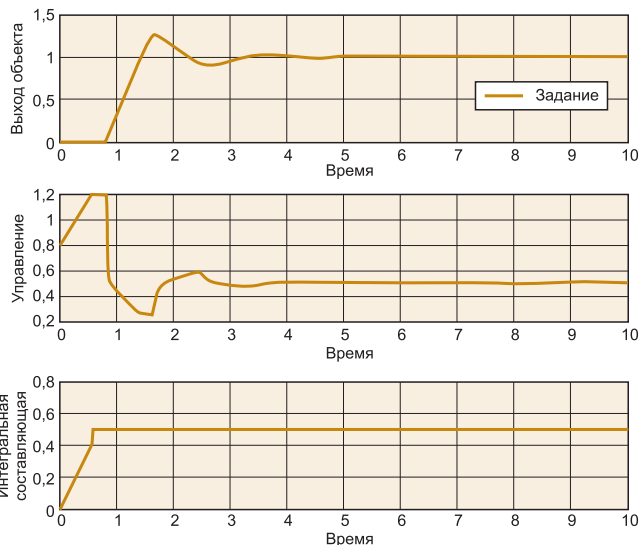


Рис. 9. Реакция системы с АМЗИС алгоритмом на скачок ($K = 2, L = 0,8$)

Таблица. Показатели качества регулирования

Объект	Регулятор	Перерегулирование	Время стабилизации	Ошибка
$K = 1, L = 0,2$	PR	1,025	1,787	0,0210
	АМЗИС	1,009	1,769	0,0015
$K = 2, L = 0,8$	PR	1,367	4,732	0,308
	АМЗИС	1,253	2,938	0,219

алгоритм обеспечивает значительное повышение качества регулирования по сравнению с PR алгоритмом.

Список литературы

1. *Scottedward Hodel, A. and Charles E. Hall.* Variable-Structure PID Control to Prevent Integrator Windup / IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2001 Vol. 48, N 2.
2. *Astrom, K. J. and T. Hagglund.* PID Controllers: Theory, Design and Tuning. – ISA Press. Research Triangle Park, USA 1995.
3. *Bohn, C. and D. P. Atherton.* An analysis package comparing PID anti-windup strategies. / IEEE Control Systems Magazine, 1995.
4. *Visioli A.* Practical PID control. Springer Verlag, USA, 2006.
5. *Шубладзе А.М., Гуляев С.В., Малахов В.А., Ольшванг В.Р., Кузнецов С.И.* Автоматическая настройка и адаптация в промышленных ПИД-регуляторах // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2007. № 12.
6. *Шубладзе А.М., Гуляев С.В., Кузнецов С.И., Малахов В.А., Ольшванг В.Р.* Обзор работы ПИ- и ПИД- регуляторов в режимах интегрального насыщения // Автоматизация в промышленности. 2008. № 8.

*Шубладзе Александр Михайлович – д-р техн. наук, проф.,
 Гуляев Сергей Викторович – канд. техн. наук, ст. научный сотрудник,
 Малахов Валерий Александрович – канд. техн. наук, ст. научный сотрудник,
 Ольшванг Владимир Рафаилович – канд. техн. наук,
 ст. научный сотрудник Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,
 Бобриков Николай Михайлович – начальник департамента ОАО "Газавтоматика".
 Кузнецов Сергей Иванович – ген. директор ОАО "НИИТЕПЛОПРИБОР".
 Контактный телефон (495) 334-88-81. E-mail: shub@ipu.rssi.ru*