

Секция IV ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

МОДИФИКАЦИЯ ПИД-АЛГОРИТМОВ ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНОГО НАСЫЩЕНИЯ

Н.М. Богослав, Н.М. Бондарчук

*Учреждение образования «Белорусский государственный
технологический университет», г. Минск*

Научный руководитель Д.А. Гринюк

Интегральное насыщение (integral windup) представляет собой эффект, который наблюдается, когда ПИ- или ПИД- регулятор в течение длительного времени должен компенсировать ошибку, лежащую за пределами диапазона управляемой переменной. При сохранении ошибкой управления одного знака в течение длительного времени становится чрезмерно большой величина интегральной составляющей ПИД-регулятора. Причиной этого могут быть нелинейности, в частности, ограничения в исполнительном механизме, определенные настройки регулятора и т. д. Поскольку интегральная часть принимает необходимое стационарное значение лишь через некоторое время после изменения знака ошибки, то интегральное насыщение может привести к большому перерегулированию и затягиванию переходного процесса. Интегральное насыщение (ИН) является результатом нелинейностей, связанных с ограничением выходного управляющего воздействия и может никогда не наблюдаться в действительно линейной системе.

Одним из возможных способов ограничения влияния интегральной части заключается в условном интегрировании, которое состоит в следующем. При больших значениях модуля ошибки интегральную часть регулятора отключают, оставляя только пропорциональную составляющую. Интегральная составляющая включается только для устранения небольшой статической ошибки. В аналоговых регуляторах это реализовывалось отключением входа интегратора от блока определения рассогласования или включением ограничителя в структуру интегратора [1].

Несмотря на замену аналоговых средств регулирования цифровыми регуляторами алгоритм уменьшения интегрального насыщения практически не претерпел изменения [1]-[5]. Обычным стало наличие ограничителя интегрального насыщения в современных технических средствах регулирования: от многофункциональных контроллеров фирмы Siemens, Omron, Allen-Bradley до простейших одноконтурных регуляторов типа «МЕТАКОН» Modicon Micro, ОВЕН ТРМ101 и др.

Целью численного исследования являлось определение наиболее эффективных решений по устранению интегрального насыщения. Настройки регулятора определялись для объекта с передаточной характеристикой

$$W(p) = \frac{1}{p^2 + 2,3p + 1} \exp(-\tau p) = \frac{1}{(1,718p + 1)(0,582p + 1)} \exp(-\tau p).$$

Величину запаздывания варьировали в ходе моделирования по ряду (4,3; 1,5; 0,25; 0). Настройки ПИ-регулятора выбирались по критерию минимизации интегрального квадратичного отклонения (ИКО) в процессе моделирования в системе Matlab (Simulink).

Простейшей реализацией алгоритма по уменьшению ИН является отключение интегральной составляющей при определенном пороговом значении ошибки, определение которого в большинстве случаев является нетривиальной задачей для нелинейных объектов. Произведенное моделирование показало, что отключение интегральной составляющей для линейного объекта не приводит к уменьшению интегрального отклонения, а скорее наоборот. Только для объектов с большим запаздыванием по отношению к постоянной времени наблюдается минимальные улучшения в сравнении с классическим ПИ-регулятором. При малых значениях ErrLimit можно наблюдать возникновение автоколебаний. Отключение ИН в тоже время способствует существенному снижению перерегулирования A_1 , что характерно в особенности для объектов с запаздыванием, сравнимым с постоянной времени.

В оценке времени регулирования t_p возникли нюансы, связанные с ошибкой, время установления которой следует считать временем окончания переходного процесса. Если время переходного процесса определять по уровню 5 % отклонения, то чаще всего наблюдается уменьшение t_p как следствие уменьшения перерегулирования, при 3 % – наоборот увеличение по причине затягивания переходного процесса и склонности к автоколебаниям.

В электронной технике широкое применение нашли логарифмические усилители, которые обладают рядом полезных свойств. Характеристика функции логарифм при некоторых условиях может позволить уменьшить ИН. Для проверки этой гипотезы произведена модификация классического ПИ-регулятора путем включения нелинейного блока перед подачей сигнала рассогласования на интегратор со следующей характеристикой:

$$\mu = \text{sign}(err) \ln((1 + \alpha|err|) - (1 + \alpha)),$$

где α – коэффициент кривизны характеристики.

Коэффициент α позволял варьировать статической характеристикой нелинейного блока (рис. 1).

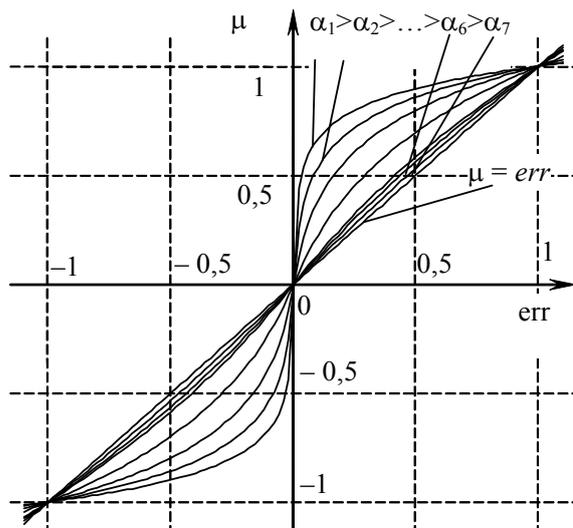


Рис. 1. Статические характеристики нелинейного блока при $\alpha = (1000, 125, 25, 5, 1, 0,85, 0,02)$

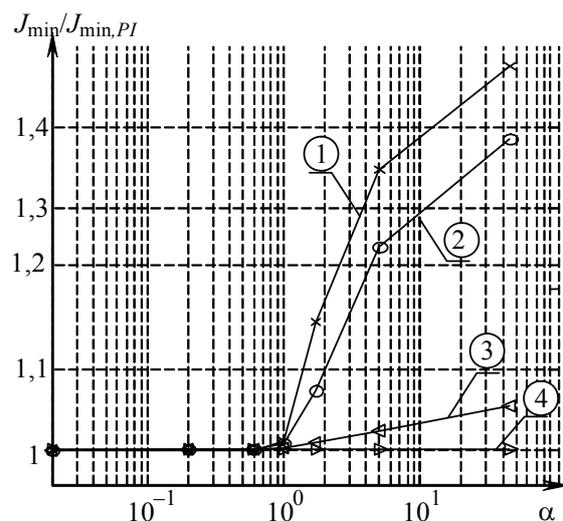


Рис. 2. Зависимость относительного изменения ИКО $J_{\min}/J_{\min,PI}$ от коэффициента α :
1 – $\tau = 4,3$ с; 2 – $\tau = 1,5$ с; 3 – $\tau = 0,25$ с; 4 – $\tau = 0$

Результаты моделирования представлены на рис. 2, 3. На их основе можно сделать ряд выводов. Введение нелинейного элемента не позволяет снизить величину интегрального квадратичного отклонения, но может являться эффективным решением по снижению величины перерегулирования. При этом потенциальные возможности этого решения гораздо выше, чем простое отключение интегрирующей составляющей по величине ошибки. Как и в предыдущем случае существует оптимальное значение порогового значения, так и при использовании нелинейного элемента существует значение коэффициента кривизны с максимальным эффектом. По расположению минимумов перерегулирования можно сделать вывод о слабом влиянии динамических характеристик, и, в частности, величины запаздывания, на оптимальное значение α . В нашем случае оно находится в диапазоне от 1,25...3. Время переходного процесса с введением нелинейного блока несколько увеличивалось, однако увеличение незначительно, в особенности в области оптимального значения α . Увеличение значения ИКО в диапазоне оптимальных значений α также незначительно. Переходные процессы систем регулирования с классическим ПИ-регулятором, с отключением интегральной составляющей и с нелинейным блоком приведены на рис. 4. На графике отчетливо проявляется склонность систем с отключением интегральной составляющей к автоколебаниям. Декремент затухания для такой системы можно улучшить, однако это повлечет за собой затягивание переходного процесса с одновременным увеличением времени регулирования и интегрального квадратичного отклонения.

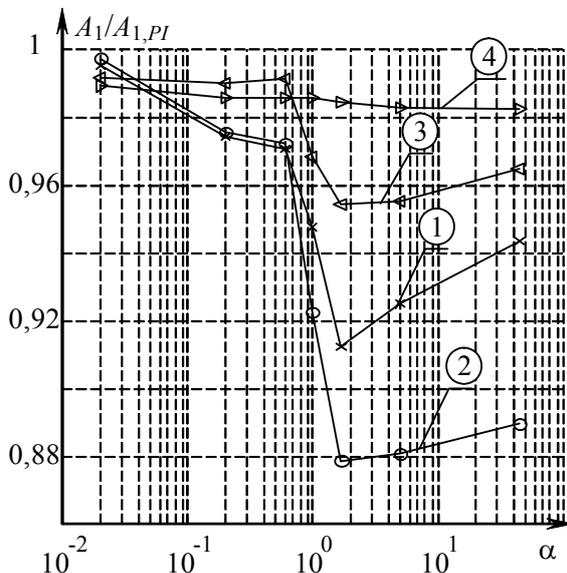


Рис. 3. Зависимость перерегулирования от коэффициента кривизны характеристики:
1 – $\tau = 4,3$ с; 2 – $\tau = 1,5$ с; 3 – $\tau = 0,25$ с; 4 – $\tau = 0$

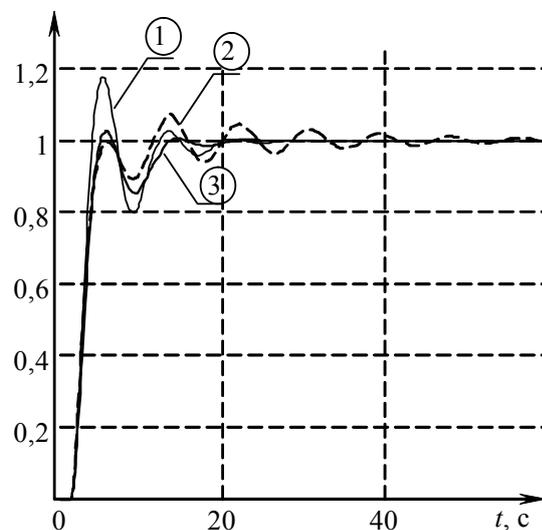


Рис. 4. Переходные процессы:
1 – классический; 2 – с отключением интегральной составляющей; 3 – с нелинейным блоком

Следует отметить, что при выборе настроек регуляторов, предназначенных для снижения интегрального насыщения, следует использовать комплексный критерий, т. е. минимизировать функционал с учетом времени регулирования и перерегулирования. При таком подходе регулятор с логарифмическим нелинейным блоком явля-

ется предпочтительнее, в особенности для систем, в которых трудно осуществить связь регулятора с положением регулирующего органа.

Литература

1. Олссон, Г. Цифровые системы автоматизации и управления /Г. Олссон, Дж. Пиани. – СПб.: Невский проспект, 2001. – 557 с.
2. Пат. 5,570,282 США МКИ G05B 013/02. Multivariable nonlinear process controller P.D. Hansen, R.C. Badavas; The Foxboro Company – № 333161; заявл. 29.10.96; опубл. 01.11.94; НКИ 700/41. – 15 с.
3. Пат. 5,570,282 США МКИ G05B 005/01. Positional control method and system utilizing same R.A. Morse; D.P. Chia; K.A. Stoddard; GMF Robotics Corporation – № 865763; заявл. 23.02.88; опубл. 22.05.86; НКИ 318/616. – 8 с.
4. Пат. 2120655 РФ МКИ G05B011/36. Пропорционально-интегральный регулятор с ограничениями выходных сигналов /Говоров А.А., Баженов А.В., Говоров С.А. – № 98102222; заявл. 19.08.97; опубл. 11.01.95. – 5 с.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕПЛООВОГО ДАТЧИКА РАСХОДА

О.М. Ростокина

*Учреждение образования «Гомельский государственный
технический университет имени П.О. Сухого», Беларусь*

Научный руководитель В.А. Карпов

Основной задачей при проектировании и эксплуатации тепловых расходомеров является определение коэффициента теплообмена α между поверхностью нагрева и измеряемой средой. Для разных случаев применения тепловых расходомеров известны критериальные уравнения [1], однако для понимания процессов, происходящих в теплообменном аппарате, необходимо хотя бы качественное представление физических процессов, происходящих в тепловом датчике расхода. С этой целью рассмотрена математическая модель теплового датчика расхода с учетом отсутствия осевой теплопроводности в измеряемой среде.

Для построения математической модели теплового датчика расхода была рассмотрена его физическая модель (рис. 1).

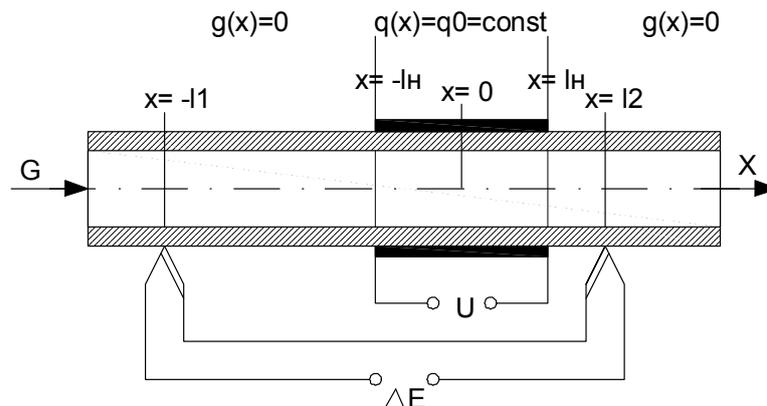


Рис. 1. Принципиальная схема и физическая модель теплообменного измерительного преобразователя