

# ФОРСИРОВАННЫЕ АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО ПРОМЫШЛЕННОГО РЕГУЛЯТОРА

В.П.Войтенко

Черниговский государственный технологический университет

Украина, 14027, г. Чернигов, ул. Шевченко, 95, ЧГТУ, кафедра промышленной электроники

Тел. (04622) 316-96-152, E-mail: vvp@inel.stu.cn.ua

**Annotation** – The ways concerning the application of current error and asymmetrical objects control to improve the quasi-optimal industrial regulator functioning algorithm are considered. The structure of automatic tracking system is suggested.

**Key words** – optimal control, parametric identification, automatic tracking system.

## ВВЕДЕНИЕ

Современный промышленный контроллер, используемый для автоматизации производственных и технологических процессов, содержит микропроцессорный регулятор, интерфейсы с объектом управления и датчиками обратной связи, а также человеко-машинный интерфейс. Эффективность производственного процесса решающим образом определяется качеством заложенного в регулятор алгоритма.

Несмотря на более чем шестидесятилетнюю историю, основным алгоритмом, применяемым на производстве, остается ПИД-алгоритм, который сегодня можно считать классическим. Важнейшая проблема использования этого алгоритма – настройка регулятора, т.е. выбор коэффициентов, которые бы обеспечили требуемое качество переходных процессов. Известные методы настройки ПИД-регулятора (такие, как метод Циглера-Николса и др.) по существу, представляют собой набор эмпирических правил, базирующихся на оценке параметров объекта регулирования по результатам идентификационного эксперимента.

Механизм построения нечетких регуляторов, активно исследовавшихся в 80-е – 90-е годы XX ст., и внедряемых в ряд устройств бытовой техники, в принципе отвергает необходимость знания или оценки свойств реального управляемого объекта. По существу эти регуляторы представляют собой разновидность табличных регуляторов, в которых построение таблиц значений управляющих воздействий базируется на специально разработанном аппарате, что позволяет сократить объем таблиц поиска, а также учесть дополнительные факторы (первую и вторую разность ошибки и др.). Даже известные (или заданные) изменения параметров нагрузки и возмущения в широком диапазоне неизбежно ставят вопрос, например, о правомочности выбора функций принадлежности, либо приводят к необходимости перестройки управляющих правил. К сожалению, на стадии проектирования регулятора предусмотреть многие возможные ситуации не представляется возможным, и для перестройки алгоритма неизбежно возникает потребность в проведении дополнительных экспериментов с привлечением разработчика.

Вероятно, определенные перспективы в рассматриваемой сфере применения имеют системы, основанные на концепции экспертных систем, в том числе, – нейрорегуляторы. Однако требуемые для их построения ресурсы таковы, что в ближайшее время не следует ожидать широкого использования подобных уст-

ройств в распределенных системах управления производством, реализованных, как правило, на микроконтроллерах с весьма ограниченным объемом адресуемой памяти.

По-прежнему наилучшее качество переходного процесса сегодня можно обеспечить в замкнутой системе управления, использующей в своей структуре опорную модель. Одной из разновидностей такого регулятора является квазиоптимальный регулятор, концепция построения которого впервые приведена в [1].

Данная работа посвящена дальнейшему совершенствованию алгоритма работы квазиоптимального регулятора, в частности, с точки зрения повышения его динамических характеристик.

## БАЗОВЫЙ АЛГОРИТМ РАБОТЫ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА

Квазиоптимальные промышленные регуляторы с автоматической параметрической идентификацией объекта управления обеспечивают хорошее качество переходного процесса регулируемого параметра при априори неизвестных характеристиках объекта, но относительно стабильных условиях работы. Резкое изменение параметров окружающей среды существенно изменяет свойства объекта и, как следствие, ухудшает динамику системы.

Базовый алгоритм работы квазиоптимального регулятора приведен в [1], а в [2] рассмотрены вопросы практической реализации важнейшего звена настройки – параметрической идентификации объекта управления. Объект управления с передаточной функцией второго порядка

$$G(p) = \frac{\rho e^{-p\tau}}{(pT_1 + 1)(pT_2 + 1)} \quad (1)$$

из исходного состояния  $\theta[0]$  можно перевести в конечное  $\theta_z$  за два шага дискретизации длительностью  $h_p$  каждый. Если используется силовой ключ, подсоединенный к сети переменного тока и управляемый с помощью широтно-импульсного регулятора, то выходной величиной является коэффициент заполнения  $Q$ . При задании в виде единичного ступенчатого воздействия квазиоптимальный цифровой регулятор системы автоматического позиционирования (САП) формирует следующие управляющие сигналы для широтно-импульсного ключа:

1)  $Q[0] = K_0 \text{Err}[0] + Q_N$  в течение первого шага ре-

гулирования  $h_p$ ;

2)  $Q[I]=K_1 \cdot Err[0]+ Q_N$  в течение второго шага регулирования  $h_p$ ;

3)  $Q[v]=K_2 \cdot Err[0]+ Q_N$  остальное время (вплоть до включения системы автоматического слежения).

Здесь  $Err[0]=\theta_z - \theta[0]$  – ошибка на входе системы в начале регулирования;

$$K_0 = \frac{K_2}{(1-A)(1-B)};$$

$$K_1 = \frac{K_2(1-A-B)}{(1-A)(1-B)};$$

$$K_2 = \frac{Q_m}{\rho U};$$

$v \geq 2$  – номер шага дискретизации;

$Q_m$  – максимальный коэффициент заполнения;

$$A = e^{-\frac{h_p}{T_1}}; B = e^{-\frac{h_p}{T_2}};$$

$U$  – среднеквадратическое значение сетевого напряжения;

$Q_N=K_2 \cdot (\theta - \theta_{окр})$  – интегральная составляющая управляющего воздействия, обусловленная неравновесными условиями в объекте управления;

$\theta$  – текущая величина регулируемого параметра;

$\theta_{окр}$  – текущая величина параметра окружающей среды.

Коэффициенты регулирования  $K_0$ ,  $K_1$  и  $K_2$  определяются по результатам идентификационных экспериментов. Тогда же выбирается и длительность шага позиционирования  $h_p$ .

На Рис. 1 приведен пример поведения конкретного объекта управления при оптимальных воздействиях для случая, когда заданное значение регулируемого параметра составляет  $\theta_z = 100$  ед.

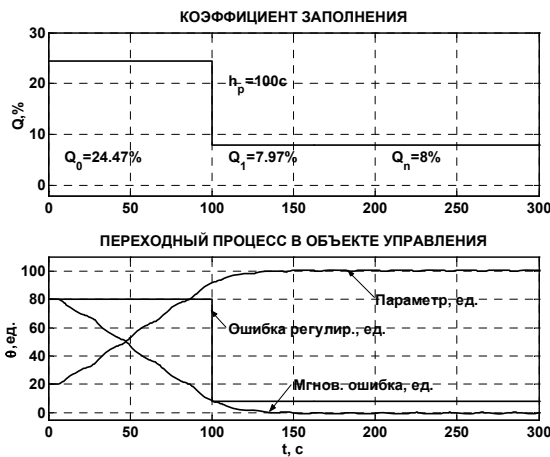


Рис. 1

Особенностью базового алгоритма является его разомкнутость на этапе регулирования (все равно – позиционирования или слежения). Действительно, для выработки управляющего воздействия, как на первом, так и на втором шаге регулирования (т.е. при  $v = 0$  или  $1$ ), используется величина ошибки, которая определена еще в начале регулирования, т.е.  $Err[0]$ . При работе с медленными объектами и автоматическом выборе на

этапе идентификации относительно длительного шага регулирования, в течение которого возможны влияния дестабилизирующих факторов, а также неизбежных на практике погрешностей идентификации, возникает дополнительная составляющая ошибки установления.

### УПРАВЛЕНИЕ С ОЦЕНКОЙ ТЕКУЩЕЙ ОШИБКИ

В основе модернизированного алгоритма лежит использование для формирования управляющего воздействия на каждом последующем шаге регулирования уточненного значения ошибки  $Err[v]=\theta_z - \theta[v]$ , снимаемого в конце предыдущего шага ( $v \geq 1$ ). Так, для примера, рассмотренного на Рис. 1, ошибка в конце нулевого шага (в идеальном случае) составит

$$Err[1] = \frac{T_1 B(1-A) - T_2 A(1-B)}{(T_2 - T_1)(1-A)(1-B)}. \quad (2)$$

В реальном регуляторе формирование управляющих воздействий так, как было показано выше, вследствие внешних возмущений может оказаться неэффективным. Зато, в случае использования не теоретического значения ошибки (2), а измеренного  $Err[1]$ , можно улучшить динамические свойства системы. В этом случае алгоритм позиционирования, например, приобретает следующий вид:

1)  $Q[0]=K_0 \cdot Err[0]+Q_N$  в течение первого шага регулирования ( $0 \leq t \leq h_p$ );

2)  $Q[I]=K_{11} \cdot Err[1]+ Q_N$  в течение второго шага регулирования ( $h_p \leq t \leq 2h_p$ ).

Величину коэффициента регулирования на втором шаге можно определить, выполнив ряд преобразований над выражениями для соответствующего коэффициента в [3]:

$$K_{11} = \frac{(T_2 - T_1)(1-A-B)}{\rho[(T_2 - T_1)AB - T_2 A + T_1 B]}. \quad (3)$$

Ключевым коэффициентом квазиоптимального цифрового регулятора является  $K_2$ , определяющий связь между установившимся значением регулируемого параметра объекта управления при отсутствии дестабилизирующих факторов  $\theta_y$  и тем значением сигнала мощности  $Q$ , которое обуславливает этот уровень

$$K_2 = \frac{Q}{\theta_y}. \quad (4)$$

Возможно косвенное измерение  $K_2$  в смонтированной системе, если доступно прямое измерение  $\theta_y$  спустя некоторое время установления после подачи на объект управления конкретного регулирующего сигнала с известным уровнем мощности  $Q$ . Поэтому в квазиоптимальных регуляторах целесообразно выражать значения других параметров через  $K_2$ , что сокращает затраты на идентификацию, а также потребные для регулирования ресурсы. После выражения коэффициента передачи модели  $\rho$  в (1) через известные параметры системы коэффициент регулирования на втором шаге составит

$$K_{11} = \frac{Q_m(T_2 - T_1)(1-A-B)}{K_2 U[(T_2 - T_1)AB - T_2 A + T_1 B]}. \quad (5)$$

## НЕСИММЕТРИЧНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

Система автоматического позиционирования (САП) является первым звеном САУ промышленного регулятора, предназначенным для отработки задания по регулируемому параметру, а также грубых возмущений за минимальное время и с минимальным пере-регулированием. САП представляет собой одноконтурную цифровую САУ, содержащую оптимальный цифровой регулятор.

Если сигнал задания  $\theta_z$  меньше текущего значения регулируемого параметра  $\theta$ , то рассогласование  $\varepsilon[n]=\theta_z-\theta < 0$  и, в соответствии с алгоритмом работы оптимального цифрового регулятора на первом шаге вырабатываемый сигнал управления может также оказаться отрицательным. Это возможно в случае выполнения условия

$$K_0 \cdot (\theta_z - \theta) + K_2 \cdot (\theta - \theta_{окр}) < 0 \text{ или } \theta_z < \theta - K_2/K_0 \cdot (\theta - \theta_{окр}). \quad (6)$$

Большинство производственных систем представляют собой системы несимметричного управления, в которых недопустимо использование отрицательных воздействий на объект управления. В качестве примера можно привести устройства термостатирования, в которых отсутствует принудительное охлаждение, устройства поддержания повышенного давления или влажности с регулируемым нагнетанием рабочего тела и т.п. Для снижения уровня регулируемого параметра до требуемой величины в таких случаях используется подача малых положительных или нулевых уровней сигнала управления.

Подобную картину можно наблюдать при ШИМ-регулировании, когда коэффициент заполнения, а также сигнал мощности управления может лежать в диапазоне только положительных значений от 0 до 100%.

Предположим, что ОУ находится в состоянии равновесия с окружающей средой, а регулируемый параметр поддерживается на заданном уровне  $\theta$ . При этом регулятор вырабатывает воздействие

$$Q_N = K_2 \cdot (\theta - \theta_{окр}). \quad (7)$$

Если сейчас на вход системы позиционирования подать сигнал задания  $\theta_z$ , удовлетворяющий условию (6), то регулятор должен был бы в течение первого шага позиционирования  $h_p$  сформировать отрицательное воздействие

$$Q_0 = K_0 \cdot (\theta_z - \theta) + K_2 \cdot (\theta - \theta_{окр}). \quad (8)$$

На Рис. 3 проиллюстрирован идеализированный случай при работе симметричного аналогового регулятора. В качестве примера рассматривается переход от значения регулируемого параметра 100 единиц к значению 50 ед., причем соответствующая величина параметра окружающей среды составляет 20 ед. Как видно из нижней временной диаграммы, регулируемый параметр по оптимальной траектории достигает заданного значения за два шага регулирования  $h_p$ .

Достичь подобного результата в реальной системе невозможно, поскольку на временном интервале [100,200] с необходимо сформировать отрицательный управляющий сигнал.

Вместо этого в ШИМ-системе можно идти по одному из двух возможных путей:

1) реализовать итерационную процедуру, состоящую из ряда (двух и более) квазиоптимальных процес-

сов, в течение которых объект регулирования постепенно окажется в точке задания [1];

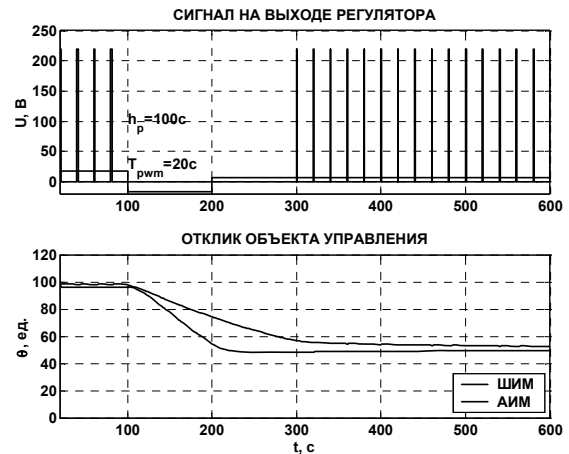


Рис. 3

2) «затормозить» объект путем подачи на него воздействия с нулевым коэффициентом заполнения за один шаг регулирования, но большей, чем стандартное значение  $h_p$ , длительности.

Очевидно, что первый вариант обеспечивается ценой повышенных временных затрат. Рассмотрим возможный путь реализации второй процедуры.

С целью максимального упрощения процедуры вычисления длительности шага торможения воспользуемся энергетическими соображениями. Пусть в установленном равновесном режиме на объект управления подавалась мощность, определяемая коэффициентом заполнения  $Q_N$  (Рис. 4).

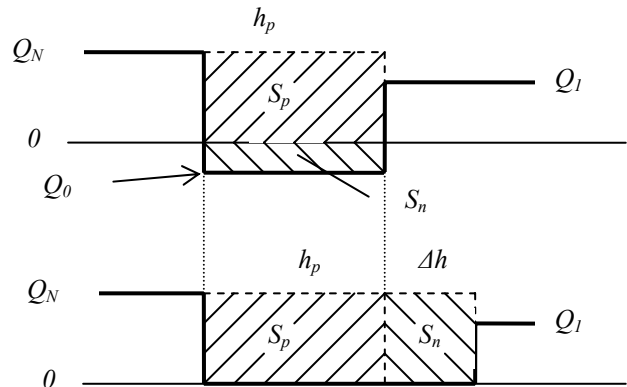


Рис. 4

Пусть при позиционировании «вниз» требуется вычисленное значение коэффициента заполнения на первом шаге  $Q_0 < 0$ . Поскольку стандартная длительность шага регулирования составляет  $h_p$ , «положительная» площадь под кривой воздействия составляет величину

$$S_p = Q_N h_p,$$

а «негативная» –

$$S_N = -Q_0 h_p = -Q_N \Delta h.$$

Здесь  $\Delta h$  – приращение шага регулирования, компенсирующее нулевым коэффициентом заполнения расчетное отрицательное значение.

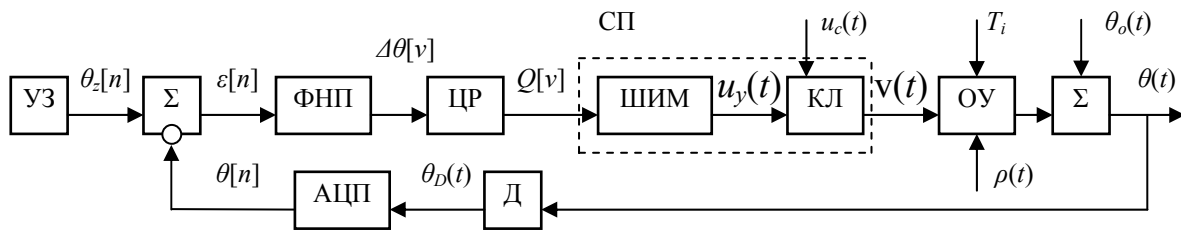


Рис. 5

Если придерживаться «баланса площадей», то можно показать, что при позиционировании «вниз» длительность шага торможения составит

$$h_0 = h_p + \Delta h = h_p(1 - Q_0/Q_N).$$

Применение выражений (7) и (8) позволяет получить формулу для  $h_0$  в удобной для практической реализации форме:

$$h_0 = -\frac{K_0 \text{Err}[0]}{Q_N} h_p. \quad (9)$$

Результат моделирования ШИМ-системы приведен на Рис. 3. Расчетная длительность удлиненного шага регулирования для эквивалентного АИМ примера составила  $h_0 = 191$  с, что почти в два раза превышает стандартную для данного регулятора величину. Анализ переходного процесса показывает, что предложенный метод регулирования «вниз» дает удовлетворительные результаты. Наиболее целесообразно использование описанного подхода в системе позиционирования, поскольку последующий алгоритм слежения при наличии малой ошибки и относительно малом дрейфе регулируемого параметра может позволить добиться требуемой точности установления.

## СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ

На Рис. 5 представлена функциональная схема системы автоматического слежения (САС) для работы в составе квазиоптимального промышленного регулятора. САС содержит устройство задания регулируемого параметра  $\theta$  (температуры, давления, влажности) (УЗ), фиксатор нулевого порядка (ФНП), цифровой регулятор (ЦР), силовой преобразователь (СП), объект управления (ОУ), датчик параметра (Д) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). УЗ представляет собой клавиатуру или интерфейс, позволяющую ввести в систему цифровой код требуемого значения параметра  $\theta_z[n]$  ( $n=0,1,2\dots$ ). Датчик обеспечивает преобразование физического параметра – например, «истинной» температуры  $\theta(t)$  – в эквивалентный электрический сигнал  $\theta_D(t)$ . Этот сигнал далее подвергается аналого-цифровому преобразованию резидентным АЦП используемого микроконтроллера, в результате чего формируется цифровой код сигнала обратной связи  $\theta[n]$ . Целесообразно использование датчиков, время и период преобразования которых существенно меньше минимальной постоянной времени регулируемого процесса. Код сигнала ошибки по регулируемому параметру  $\varepsilon[n]$  дискретизируется с помощью ФНП с шагом слежения  $h_c$ . Входным сигналом для ЦР является параметрическое рассогласование  $\Delta\theta[v]$  ( $v=0,1,2$ ) с

выхода ФНП, а выходным – сигнал управления мощностью  $Q[v]$ , который представляет собой выраженную в процентах скважность напряжения на ОУ.

Силовой преобразователь упрощенно можно представить в виде широтно-импульсного модулятора (ШИМ) и силового ключа (КЛ). ШИМ преобразует квантованный сигнал с выхода ЦР  $Q[v]$ , постоянный в течение каждого из шагов регулирования, в сигнал управления  $u_y(t)$ , отпирающий КЛ на часть периода ШИМ, которая пропорциональна скважности напряжения на нагревателе на соответствующем шаге. КЛ представляет собой электромеханический (реле) или полупроводниковый модуль, обеспечивающий подачу на объект управления сетевого напряжения  $u_c(t)$  в течение требуемого времени.

## ВЫВОДЫ

1. Проанализирован один из недостатков базового алгоритма квазиоптимального регулирования, заключающийся в его разомкнутости в процессе формирования управляющего воздействия.
2. Получено значение для коэффициента регулирования на втором шаге, позволяющее улучшить динамические характеристики системы
3. Рассмотрен подход к формированию отрицательного управляющего воздействия в несимметричных системах, обеспечивающий необходимый для системы автоматического слежения результат.
4. Предложена структура системы автоматического слежения для работы в составе квазиоптимального промышленного регулятора.

[1] В.П.Войтенко. Квазиоптимальные промышленные регуляторы с автоматической параметрической идентификацией// Технічна електродинаміка, тем. випуск “Силова електроніка та енергоефективність”. – Київ, 2004, ч. 3. – С. 85 – 90.

[2] В.П.Войтенко. Экспериментальное исследование алгоритмов функционирования квазиоптимального промышленного регулятора// Технічна електродинаміка, тем. випуск “Силова електроніка та енергоефективність”. – Київ, 2005, ч. 3. – С. 71 – 74.

[3] В.И.Гостев Системы управления с цифровыми регуляторами: Справочник.– К.: Техніка, 1990.– 280с.

[4] В.П.Войтенко. Модуляція вихідної напруги силового перетворювача в квазіоптимальному промисловому регуляторі// Вісн. Чернігівського державного технологічного університету, 2005. – № 21. – С. 130 – 134.

*Рекомендовано к публикации д.т.н. Денисовым А.И.*

