

АВТОМАТИЗАЦИЯ И ТЕПЛОВОЙ КОНТРОЛЬ В ЭНЕРГЕТИКЕ

ПИД-РЕГУЛЯТОРЫ С ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ МЕХАНИЗМОМ ПОСТОЯННОЙ СКОРОСТИ: ВАРИАНТЫ РЕАЛИЗАЦИИ, АВТОПОДСТРОЙКА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

© 2021 г. **В. Ф. Кузицин^а**, **В. С. Дробилко^а**, **А. Я. Стерлин^б**, **

^аНациональный исследовательский университет “Московский энергетический институт”,
Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250 Россия

^бЦентральный аэрогидродинамический институт им. Н.Е. Жуковского,
ул. Жуковского, д. 1, г. Жуковский, Московская обл., 140180 Россия

*e-mail: dvs@retech.ru

**e-mail: andrey.sterlin@tsagi.ru

Поступила в редакцию 01.07.2020 г.

После доработки 03.09.2020 г.

Принята к публикации 23.09.2020 г.

Рассматриваются три варианта реализации регуляторов с исполнительными механизмами (ИМ) постоянной скорости, которые применяются в системах автоматизации технологических процессов: с релейно-импульсным регулирующим блоком (РБИ) с инерционной обратной связью и предвключенным дифференциатором (РД – реальное дифференцирующее звено), с расчетом воздействия по ПИД-алгоритму и применением модели ИМ для его реализации, с расчетом скорости регулирующего воздействия и применением широтно-импульсного модулятора. Приведены формулы расчета параметров первичных элементов блоков РБИ и РД из условия приближения к эквивалентному ПИД-алгоритму. Вариант системы с ПИД-регулятором с управлением ИМ по его модели рассматривается в двух модификациях: с отдельными интеграторами для И-составляющей регулятора и модели ИМ и с общим интегратором для И-составляющей и модели ИМ. В последней модификации сигнал от модели ИМ вычитается из И-составляющей регулятора, что устраняет возможность достижения интегратором предельных значений И-составляющей. Сравнение вариантов производится на основе анализа работы автоматической системы регулирования в пульсирующем режиме работы исполнительного механизма с использованием имитационного моделирования для участка регулирования температуры перегретого пара парового котла с поверхностным пароохладителем. При анализе учитывались как обычные показатели динамической точности, так и число включений ИМ за время переходного процесса. Показано, что достоинством варианта с ПИД-алгоритмом и общим интегратором для И-составляющей и модели ИМ является то, что для него не требуется вычислять вторую производную регулируемой переменной, кроме того, отсутствует проблема накопления разности сигналов от ИМ и его модели. Этот вариант можно считать более предпочтительным при реализации ПИД-алгоритма в программном обеспечении программируемых контроллеров. Даны рекомендации для автоматической подстройки длительности импульсов и параметров релейного элемента регулирующего блока в ходе процесса регулирования в зависимости от отдельных составляющих алгоритма. Приведенные рекомендации обеспечивают существенное снижение частоты включений ИМ в процессе регулирования.

Ключевые слова: автоматический регулятор, ПИД-алгоритм, исполнительный механизм, постоянство скорости, длительность импульсов, объект управления, релейный элемент, широтно-импульсный модулятор

DOI: 10.1134/S0040363621050064

В автоматических системах регулирования (АСР) технологических процессов широко применяются исполнительные механизмы на основе электропривода переменного тока с постоянной скоростью перемещения. Они рассчитаны на управление трехуровневым реверсивным логическим сигналом $z(t) = (-1; 0; +1)$ (здесь z – сигнал

управления, t – время) и в процессе работы могут иметь только три расчетных состояния по отношению к скорости S перемещения регулирующего органа (РО) в зависимости от номинальной скорости механизма S_M , % УП/с: “Открытие” ($S = S_M$), “Стоп” ($S = 0$) и “Заккрытие” ($S = -S_M$). Номинальную скорость механизма можно выразить че-

рез паспортный параметр T_m – время полного хода механизма от 0 до 100% указателя положения (сигнала от датчика положения), с:

$$S_m = 100/T_m. \quad (1)$$

Существуют три основных способа формирования линейных законов регулирования (в рамках ПИД-алгоритма) с ИМ постоянной скорости:

применение релейно-импульсного регулирующего блока с инерционной обратной связью [1, 2], реализующего ПИ-алгоритм, в сочетании с предвключенным дифференциатором для приближения к ПИД-регулятору [3];

использование регулирующего блока, формирующего ПИД-алгоритм с аналоговым выходом, в комплекте с позиционером, который реализует расчетное воздействие ИМ на объект на основе сигнала жесткой обратной связи по положению исполнительного механизма или его модели [4–7];

применение регулирующего блока, использующего алгоритм приращения и вычисляющего скорость (или приращение) регулирующего воздействия, в сочетании с широтно-импульсным модулятором (ШИМ), формирующим импульсы управления интегрирующим исполнительным механизмом, скважность которых пропорциональна рассчитанной скорости регулирования [8, 9].

При практической реализации и эксплуатации регуляторов с ИМ постоянной скорости необходимо решить следующие основные задачи:

недопущение высокочастотных знакопеременных автоколебаний (переброски) в замкнутом контуре регулирующего блока или позиционера;

минимизация частоты включения исполнительного механизма с учетом конкретного характера процессов регулирования в целях повышения надежности автоматических систем управления технологическими процессами;

обеспечение достаточной точности реализации расчетного алгоритма регулирования.

Вопросам реализации регуляторов с применением ИМ постоянной скорости в технической литературе уделяется достаточно большое внимание. Это связано как с широким применением подобных механизмов при автоматизации технологических процессов, так и с внедрением микропроцессорных программируемых контроллеров в системах управления [3–6].

Далее рассматриваются основные варианты реализации регуляторов с ИМ постоянной скорости, получившие практическое применение в программном обеспечении современных контроллеров. Целью статьи является сравнительная оценка эффективности вариантов, а также проверка рекомендаций по снижению частоты включения исполнительного механизма путем автома-

тической подстройки длительности импульсов в ходе регулирования.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ВАРИАНТАХ РЕАЛИЗАЦИИ ПИД-АЛГОРИТМА И СИСТЕМЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Исследования выполнены на имитационной модели АСР для участка регулирования температуры перегретого пара парового котла типа БМ35-РФ (50 т/ч, 4.0 МПа, 440°C). Котел имеет поверхностный пароохладитель, конструкция которого не позволяет получить после него достаточно надежный сигнал по температуре пара. В связи с этим для регулирования температуры перегретого пара применяется одноконтурная АСР. Регулируемой переменной $y(t)$ является температура пара за конвективным пароперегревателем, а регулирующим воздействием $\mu(t)$ – изменение степени открытия регулирующего клапана на линии подачи охлаждающей воды через пароохладитель. На основании экспериментальных данных для указанного объекта регулирования была получена передаточная функция

$$W_{об}(s) = \frac{K_{об} \exp(-s\tau)}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_3)}, \quad (2)$$

где $K_{об}$ – коэффициент передачи рабочего объекта; s – оператор Лапласа; τ – время запаздывания; T_1, T_2, T_3 – постоянные времени.

В выражении (2):

$$\left. \begin{aligned} K_{об} &= 0.57^\circ\text{C}/\%; \quad T_1 = 25 \text{ с}; \\ T_2 &= 25 \text{ с}; \quad T_3 = 70 \text{ с}; \quad \tau = 14 \text{ с}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Для регулятора используется ПИД-алгоритм с передаточной функцией

$$W_p(s) = K_n \left[1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{(T_\phi s + 1)^2} \right], \quad (4)$$

где K_n – коэффициент пропорциональности регулятора; T_i, T_d, T_ϕ – постоянные времени интегрирования, дифференцирования и фильтрации; $T_d = \alpha T_i$; $T_\phi = T_d/C_\phi$; $\alpha = T_d/T_i$; $C_\phi = T_d/T_\phi$.

Здесь при Д-составляющей используется демпфер (фильтр второго порядка с постоянной времени T_ϕ) для подавления случайных помех на высоких частотах. Коэффициент C_ϕ может настраиваться с учетом конкретных условий. По умолчанию принимается $C_\phi = 8$, как в контроллерах серии “Ремиконт” [8].

Для объекта (2) с параметрами (3) по методике, приведенной в [10], рассчитаны оптимальные параметры ПИД-регулятора, полученные из условия минимизации квадратичного интегрального показателя ошибки регулирования ($I_2 = \min$) при

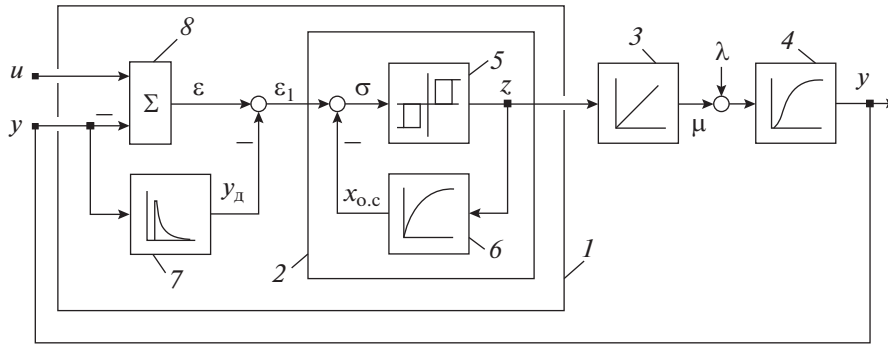


Рис. 1. Структурная схема АСР с ПИД-регулятором по варианту 1.

1 – ПИД-регулирующий блок; 2 – РБИ; 3 – рабочий ИМ; 4 – объект управления; 5 – релейный элемент; 6 – инерционная обратная связь; 7 – дифференциатор; 8 – сумматор; u – сигнал задания; y – регулируемая переменная; y_d – переменная на выходе дифференциатора; ε , ε_1 – входной сигнал; $x_{o.c}$ – сигнал обратной связи; σ , z – сигналы на входе и выходе релейного элемента; μ – регулирующее воздействие; λ – воздействие на входе в объект управления

ограничения частотного показателя колебательности $M \leq 1.4$ [11]:

$$\left. \begin{aligned} K_{п.опт} &= 4.16\%/^{\circ}\text{C}; & T_{и.опт} &= 81\text{c}; \\ T_{д.опт} &= 28.4\text{c} & \text{при } \alpha_{опт} &= T_{д.опт}/T_{и.опт} = 0.35. \end{aligned} \right\} (5)$$

В имитационной модели ИМ учитывали ограничения предельных положений и постоянство скорости изменения регулирующего воздействия $\mu(t)$. Время полного хода механизма (от 0 до 100%) составляло $T_m = 25$ с.

При сравнении эффективности вариантов рассматривали реакции системы регулирования при возмущении по каналу регулирующего органа $\lambda = 20\%$ при оптимальных параметрах ПИД-алгоритма. Для полученных процессов оценивали такие показатели, как максимальное отклонение, степень затухания и число включений за фиксированное время переходного процесса.

ВАРИАНТ 1. ПИД-РЕГУЛЯТОР НА БАЗЕ РЕЛЕЙНО-ИМПУЛЬСНОГО БЛОКА С ИНЕРЦИОННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ И ПРЕДВКЛЮЧЕННЫМ ДИФФЕРЕНЦИАТОРОМ

Структурная схема АСР с ПИД-регулятором по варианту 1 показана на рис. 1. Основой ПИД-регулятора является релейно-импульсный регулирующийся блок РБИ, содержащий релейный элемент, охваченный инерционной обратной связью. Релейный элемент (РЭ) имеет трехпозиционную характеристику (рис. 2). Здесь и далее

$$\Delta = 2.0\Delta_p. \quad (6)$$

Звено инерционной обратной связи имеет передаточную функцию аperiодического звена:

$$W_{o.c}(s) = \frac{K_{o.c}}{T_{o.c}s + 1},$$

где $K_{o.c}$, $T_{o.c}$ – коэффициент передачи и постоянная времени обратной связи.

В отечественной практике регуляторы подобной структуры были разработаны и внедрены в теплоэнергетике еще в 50-х годах XX в. и известны как электронные регуляторы ВТИ. В [1] приведены результаты исследования динамических характеристик этих регуляторов при синусоидальном воздействии в трех возможных режимах их работы: пульсирующем, постоянной скорости и одного кратковременного включения за полупериод колебаний. Отмечено, что основной режим работы регулятора – пульсирующий, при котором максимальная расчетная скорость регулирующего воздействия $|S_{рег}(t)| = |d\mu/dt|$ не превосходит располагаемую номинальную скорость исполнительного механизма S_m . В пульсирующем режиме ИМ включается несколько раз подряд в одном направлении, а сигнал обратной связи $x_{o.c}(t)$ успевает отслеживать изменение входного сигнала $\varepsilon_1(t)$. В этом режиме регулирующийся РБИ в комплекте с ИМ постоянной скорости реализует приближенно ПИ-алгоритм регулирования с передаточной функцией

$$W_{ПИ}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right).$$

В статье [1] с применением приближенного метода гармонического баланса представлены условия появления и способы устранения автоколебаний в системах регулирования с этими регуляторами. Приведены графики для определения минимальной длительности импульсов включения ИМ в пульсирующем режиме в зависимости от заданных параметров регулятора. Однако для регулятора рассматриваемого типа остается актуальным вопрос рационального снижения частоты включения ИМ в пульсирующем режиме для повышения эксплуатационной надежности системы регулирования. Разработка и проверка реко-

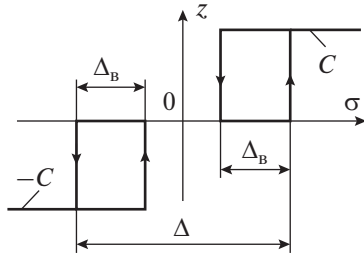


Рис. 2. Характеристика релейного элемента.
 Δ – зона нечувствительности; Δ_B – зона возврата;
 C – уровень выхода РЭ

мендаций по этому вопросу являются основной целью настоящей статьи.

Кроме того, в современных микропроцессорных контроллерах имеется возможность реализовать программным путем ПИД-алгоритм с достаточно высоким соотношением постоянных времени T_d и T_n , а также производить автоматическую подстройку параметров релейного элемента по текущим сигналам для изменения длительности управляющих импульсов.

Для блока РБИ при работе в пульсирующем режиме длительность импульса $t_{и}$, длительность паузы $t_{п}$, период следования импульсов T_0 и коэффициент заполнения (скважность) γ можно представить в виде следующих выражений [6]:

$$t_{и} = \Delta_B / |V_{св} - (\epsilon' + \epsilon / T_{о.с})|; \quad t_{п} = \Delta_B / |(\epsilon' + \epsilon / T_{о.с})|;$$

$$T_0 = t_{и} V_{св} / |(\epsilon' + \epsilon / T_{о.с})|;$$

$$\gamma = t_{и} / T_0 = |(\epsilon' + \epsilon / T_{о.с}) / V_{св}|,$$

где ϵ' – производная (скорость изменения) переменной ϵ ; $V_{св} = K_{о.с} C / T_{о.с}$ – скорость связи (параметр РБИ).

Одним из специфических параметров настройки релейно-импульсного регулятора является $t_{и \min}$ – минимальная длительность импульсов, выражение для которой при $\epsilon' \rightarrow 0$ и $\epsilon \rightarrow 0$ записывается в виде

$$t_{и \min} = \Delta_B / V_{св}. \quad (7)$$

Из приведенных формул следует, что, изменяя Δ_B и Δ с учетом (6), можно влиять на длительность и период следования импульсов включения ИМ.

Между параметрами ПИ-алгоритма и параметрами РБИ в пульсирующем режиме существуют следующие приближенные соотношения [6]:

$$\left. \begin{aligned} T_{о.с} &= T_{и}; \quad K_{о.с} = T_{и} / (T_M K_{п}); \\ K_{п} &= S_M / V_{св} = S_M T_{о.с} / (K_{о.с} C). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Как было отмечено, для повышения качества регулирования может потребоваться применение ПИД-алгоритма при работе с ИМ постоянной скорости [3, 4]. С этой целью в схеме АСР (см.

рис. 1) параллельно цепи регулируемой переменной $y(t)$ на входе РБИ включен дифференциатор с передаточной функцией реального дифференцирующего (РД) звена

$$W_{р.д}(s) = K_{р.д} T_{р.д} s / (T_{р.д} s + 1),$$

где $K_{р.д}$, $T_{р.д}$ – коэффициент передачи и постоянная времени РД-звена.

На параметры дифференциатора накладываются определенные требования из условия приближения комплексной частотной характеристики (КЧХ) РД-звена $W_{р.д}(j\omega)$ к КЧХ идеального дифференциатора в рабочем диапазоне частот. Для приближения к идеальному Д-звену достаточно выполнить условие: $T_{р.д} = T_{д1} / K_{р.д}$ при $K_{р.д} = 10$ (здесь $T_{д1}$ – постоянная времени идеального РД-звена на базе дифференциатора). Тогда

$$W_{р.д}(j\omega) \approx W_{д}(j\omega) = (j\omega) T_{д1},$$

где $T_{д1} = T_{р.д} K_{р.д}$.

При этом блок 7 (см. рис. 1) можно приближенно рассматривать как идеальный дифференциатор, а передаточную функцию всего регулятора записать в виде

$$W_{рег}(s) = K_{п} (1 + s T_{д1}) \left(1 + \frac{1}{s T_{и}} \right) =$$

$$= K_{п} \left(1 + \frac{T_{д1}}{T_{и}} + \frac{1}{s T_{и}} + s T_{д1} \right).$$

Это выражение можно привести к передаточной функции эквивалентного ПИД-алгоритма:

$$W_{рег}(s) = K_{п.э} \left(1 + \frac{1}{s T_{и.э}} + s T_{д.э} \right), \quad (9)$$

где

$$K_{п.э} = K_{п} (1 + c); \quad (10)$$

$$T_{и.э} = T_{и} (1 + c); \quad (11)$$

$$T_{д.э} = T_{д1} / (1 + c); \quad (12)$$

$$c = T_{д1} / T_{и}. \quad (13)$$

Таким образом, структурная схема (см. рис. 1) позволяет реализовать ПИД-регулятор на базе исходного ПИ-регулятора. Однако она имеет следующие недостатки:

параметры эквивалентного ПИД-алгоритма сложным образом связаны с параметрами первичных элементов (ПИ-регулятора и дифференциатора);

соотношение постоянных времени $\alpha = T_{д} / T_{и}$ для эквивалентных параметров имеет ограничение по максимальному значению

$$\alpha_{\max} = 0.25. \quad (14)$$

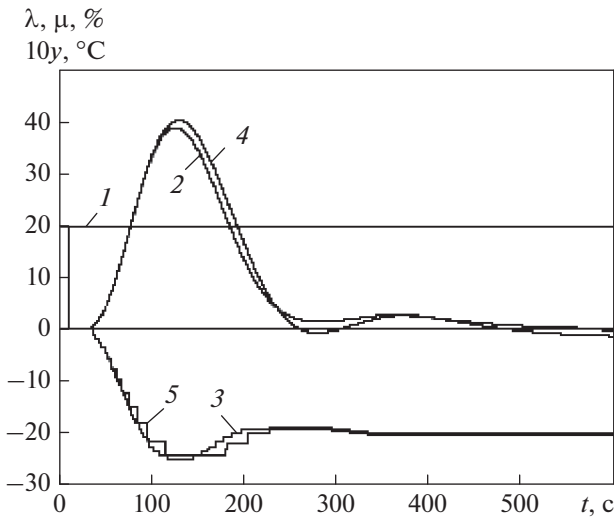


Рис. 3. Зависимость основных переменных от времени при процессах в АСР для варианта 1. 1 – λ ; 2, 4 – y ; 3, 5 – μ ; 2, 3 – без подстройки $t_{и\ min}$; 4, 5 – с подстройкой $t_{и\ min}$ ($c_1 = 0.25$)

Действительно, из (10)–(13) следует

$$\alpha = T_{д.э}/T_{и.э} = c/(1+c)^2 = \alpha(c). \quad (15)$$

Функция $\alpha(c)$ достигает максимума α_{\max} при $c = 1$, поэтому получается выражение (14).

Способ расчета параметров первичных элементов (ПИ-регулятора и дифференциатора), если заданы параметры эквивалентного ПИД-алгоритма, выглядит следующим образом. Из (15) можно составить уравнение для расчета параметра c через α (при $\alpha \leq 0.25$):

$$c^2\alpha + c(2\alpha - 1) + \alpha = 0.$$

Выражение для расчета c имеет вид

$$c = \frac{1 - 2\alpha - \sqrt{1 - 4\alpha}}{2\alpha}. \quad (16)$$

Далее, используя выражения (10)–(13), можно получить формулы для расчета параметров ПИ-регулятора и дифференциатора, которые обозначены индексом 1:

$$T_{и1} = T_{и.э}/(1+c); \quad (17)$$

$$T_{д1} = T_{и1}c; \quad (18)$$

$$K_{п1} = K_{п.э}/(1+c). \quad (19)$$

При $c = 1$, т.е. при $\alpha = 0.25$, формулы упрощаются:

$$T_{и1} = 0.5T_{и.э}; \quad (20)$$

$$T_{д1} = T_{и1}; \quad (21)$$

$$K_{п1} = 0.5K_{п.э}. \quad (22)$$

Таким образом, формулы (16)–(19) позволяют рассчитать параметры ПИ-регулятора и дифференциатора для рассматриваемого варианта АСР (см. рис. 1) из условия приближения к эквивалентному ПИД-алгоритму при ограничении (14).

Далее приведен пример использования этого варианта для объекта (2) с параметрами (3) и ПИД-алгоритма (4).

Сначала вычисляют параметр $\alpha = T_{д}/T_{и}$ эквивалентного ПИД-алгоритма: $\alpha_{\text{опт}} = 28.4/81 = 0.35$. Так как это значение превышает максимально возможное, то принимают $\alpha = 0.25$. Для этого случая по методике [9] определяют оптимальные параметры: $K_{п.опт} = 4.32\%/^{\circ}\text{C}$, $T_{и.опт} = 100$ с, $T_{д.опт} = 25$ с.

По формулам (20)–(22) вычисляют параметры ПИ-регулятора и идеального дифференциатора: $T_{и1} = 50$ с, $T_{д1} = 50$ с, $K_{п1} = 2.16$. Далее находят значения параметров блоков 7, 6 (см. рис. 1): $K_{р.д} = 10$, $T_{р.д} = T_{д1}/10 = 5$ с, $T_{о.с} = T_{и1} = 50$ с, $K_{о.с} = T_{и1}/(T_{м}K_{п1}) = 50/(25 \times 2.16) = 0.926$. На рис. 3 приведены зависимости основных переменных от времени в процессах в АСР при возмущении $\lambda = 20\%$ по каналу $\mu(t)$ для варианта 1.

Расчеты показали, что полученные графики процессов для АСР с РБИ и ИМ (линии 2, 3) практически совпали с соответствующими графиками для аналогового ПИД-регулятора с теми же параметрами. Однако при этом наблюдается большое число включений ИМ, а именно $N = 36$ (при времени расчета $T_{\text{расч}} = 600$ с и $t_{и\ min} = 0.2$ с).

Для сокращения частоты включения ИМ предложен алгоритм автоматической подстройки параметра $t_{и\ min}$ (с соответствующим изменением Δ_b и Δ) в ходе процесса регулирования по текущим данным измерения входного сигнала, который действует на основе расчета пропорциональной П- и дифференциальной Д-составляющих в виде следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} t_{и\ min} &= (|\epsilon| + |y_d|)c_1K_{п}T_{м}/100; \\ \Delta_b &= t_{и\ min}100/(T_{м}K_{п}); \quad \Delta = 2.0\Delta_b, \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

где c_1 – настраиваемый коэффициент (оптимальное значение $c_1 = 0.25$).

При больших отклонениях и скоростях регулирования компоненты ϵ и y_d также имеют большие значения, что увеличивает порог срабатывания и зону возврата РЭ и, следовательно, длительность импульсов и снижает частоту включения. В то же время при приближении к установившемуся состоянию компоненты ϵ и y_d имеют малые значения, что уменьшает порог срабатывания и зону возврата РЭ и длительность импульсов и позволяет реагировать на малые отклонения регулируемой переменной. Рассчитанное значение $t_{и\ min}$

ограничивается по нижнему пределу исходным заданным значением.

На рис. 3 линии 4, 5 изображены при тех же условиях, что и для предыдущего случая ($\lambda = 20\%$), но с применением автоматической подстройки параметра $t_{и\ min}$. Частота включений ИМ существенно сократилась при незначительном снижении точности регулирования.

Основные показатели качества процессов имеют следующие значения:

без подстройки параметра $t_{и\ min}$: максимальное отклонение регулируемой переменной $A_1 = 3.89$, степень затухания $\psi = 0.97$, число включений ИМ в интервале времени расчета ($T_{расч} = 600\ с$) $N = 36$;

с подстройкой параметра $t_{и\ min}$ (при $c_1 = 0.25$): $A_1 = 4.01$, $\psi = 0.93$, $N = 18$.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что вариант 1 на основе релейно-импульсного ПИ-регулятора с предвключенным дифференциатором при расчете параметров через эквивалентный ПИД-алгоритм является вполне эффективным и

при использовании предложенной подстройки длительности импульсов обеспечивает достаточно хорошее качество процессов регулирования.

ВАРИАНТ 2. РЕГУЛИРУЮЩИЙ БЛОК С ПИД-АЛГОРИТМОМ И ФОРМИРОВАНИЕМ ИМПУЛЬСОВ УПРАВЛЕНИЯ ПО МОДЕЛИ ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО МЕХАНИЗМА

Структурная схема АСР с регулятором по варианту 2 показана на рис. 4.

В блоке 1 формируется полностью расчетное значение ПИД-алгоритма регулирования $y_p = y_n + y_d + y_i$ (здесь y_n , y_d , y_i – пропорциональная, дифференциальная и интегральная составляющие). В блоке 2 формируются импульсный сигнал $z(t)$ для управления исполнительным механизмом 3 для реализации расчетного воздействия y_p . Этот блок имеет схему позиционера и содержит релейный элемент и модель идеального ИМ, которые охвачены жесткой обратной связью. Мо-

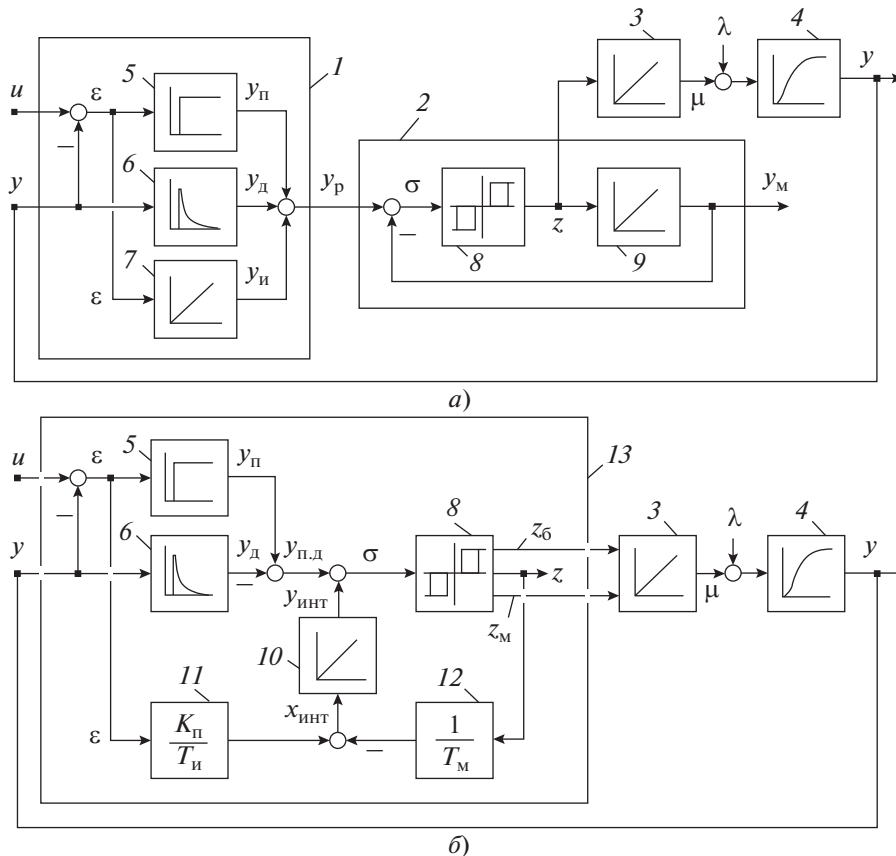


Рис. 4. Структурная схема АСР с регулятором по варианту 2 с отдельными интеграторами (а) и общим интегратором (б) для И-составляющей и модели ИМ. 1 – блок ПИД; 2 – позиционер; 3 – рабочий ИМ; 4 – объект управления; 5, 6, 7 – П-, Д-, И-компоненты; 8 – РЭ; 9 – модель ИМ; 10 – интегратор; 11, 12 – узел масштабирования; 13 – комплексный регулирующий блок; $y_{п,д}$ – суммарный сигнал П- и Д- компонент; $x_{инт}$, $y_{инт}$ – сигналы на входе и выходе интегратора; $z_б$, $z_м$ – сигналы “Больше” и “Меньше” на выходе РЭ

дель ИМ выполнена в виде интегратора с передаточной функцией $W_{\text{инт}}(s) = 1/(sT_{\text{инт}})$ при $T_{\text{инт}} = T_m$ (здесь $T_{\text{инт}}$ – постоянная времени интегратора модели ИМ).

В процессе работы АСР выходной сигнал модели ИМ от позиционера y_m следит за сигналом y_p на выходе регулирующего блока с точностью до $\Delta_b = \Delta/2$. При каждом срабатывании РЭ включается рабочий ИМ, действующий на объект 4. При $T_{\text{инт}} = T_m$ приращения регулирующего воздействия Δu приближенно повторяют приращения выхода позиционера Δy_m и регулирующего блока Δy_p . Формирование сигнала y_p на выходе блока 1 в операторной форме описывается выражением, соответствующим передаточной функции (4) ПИД-регулятора:

$$y_p = y_n + y_i + y_d = K_p(u - y) + \frac{K_p(u - y)}{T_i s} + \frac{K_p T_d s y}{(T_\phi s + 1)^2}. \quad (24)$$

Минимальная длительность импульса включения $t_{i \min}$ (при медленных изменениях сигнала y_p) для данного варианта регулятора определяется формулой

$$t_{i \min} = \Delta_b / S_m = \Delta_b T_m / 100. \quad (25)$$

Так как обычно значение $t_{i \min}$ является заданным, то для его обеспечения требуется устанавливать зону возврата по формуле

$$\Delta_b = t_{i \min} 100 / T_m. \quad (26)$$

Достоинство схемы с позиционером (см. рис. 4, а) – возможность применения регулирующего блока с аналоговым выходным сигналом. Следует отметить, что в процессе эксплуатации рассмотренного варианта АСР может постепенно накапливаться разница между выходами интегрирующих устройств 3 и 9 из-за неизбежного различия характеристик рабочего ИМ и его модели, что может нарушить работоспособность системы.

От этого недостатка свободна схема, изображенная на рис. 4, б, основная особенность которой состоит в применении единого интегратора 7 для формирования И-компоненты регулятора и модели исполнительного механизма, причем сигнал от модели ИМ вычитается из И-компоненты. При этом в установившихся режимах выход интегратора 7 оказывается в пределах зоны нечувствительности.

Блоки 8, 10 и 12 на рис. 4, б образуют замкнутый контур, выполняющий те же функции, что и позиционер 2 на рис. 4, а. Подобный принцип работы используется в функциональных блоках

PID_ES программного обеспечения контроллеров Simatic S7 фирмы Siemens.

Формирование регулирующего воздействия $\mu(t)$ в комплекте с ИМ для рассматриваемого варианта в операторной форме описывается следующим выражением, соответствующим ПИД-алгоритму регулирования:

$$\mu = K_p(u - y) + \frac{K_p(u - y)}{T_i s} + \frac{K_p T_d s y}{(T_\phi s + 1)^2}. \quad (27)$$

Формула (27) по своему виду повторяет приведенную ранее формулу (24), но она выражена относительно выходной переменной позиционера $\mu(t)$, что отвечает назначению позиционера – формировать воздействие на объект в соответствии с расчетным сигналом $y_p(t)$ на выходе алгоритма регулирования.

Следует отметить, что здесь Д-составляющая формируется только для сигнала регулируемой переменной $y(t)$ и не применяется для сигнала задания $u(t)$. Это позволяет исключить броски выходного сигнала при изменении задания. Если требуется оптимизировать процесс при изменении задания, то для этого случая рекомендуется использовать специальный командный блок [11].

При автоматической подстройке длительности импульсов по алгоритму блока PID_ES предусмотрена адаптация порогов срабатывания РЭ (Δ и Δ_b) в ходе процессов регулирования для уменьшения частоты включения ИМ. Это производится в зависимости от сигналов $y_{п.д}$ и $y_{\text{инт}}$ (см. рис. 4) по алгоритму

$$\Delta_b = \min\{|y_{п.д}|; |y_{\text{инт}}|\} c_2, \quad (28)$$

где c_2 – настраиваемый коэффициент.

В целях уменьшения частоты включения для варианта 2 был применен предложенный выше альтернативный способ автоматической подстройки длительности импульсов путем изменения порога срабатывания РЭ (при $\Delta = 2\Delta_b$) в зависимости от сигналов y_n и y_d аналогично выражению (23). Алгоритм подстройки имеет вид

$$\left. \begin{aligned} t_{i \min} &= (|y_n| + |y_d|) c_1 T_m / 100; \\ \Delta_b &= t_{i \min} 100 / T_m; \quad \Delta = 2.0 \Delta_b. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

На рис. 5 в качестве примера приведены графики процессов регулирования для варианта 2 при тех же условиях, что и для варианта 1.

Основные показатели качества процессов при $t_{i \min} = 0.2$ с, $T_{\text{рас}} = 600$ с имеют следующие значения:

без подстройки параметров Δ_b , Δ , $t_{i \min}$ $A_1 = 3.74^\circ\text{C}$, $\psi = 0.99$, $N = 44$;

с подстройкой параметров Δ_b , Δ по алгоритму (28) $A_1 = 4.02^\circ\text{C}$, $\psi = 0.99$, $N = 20$;

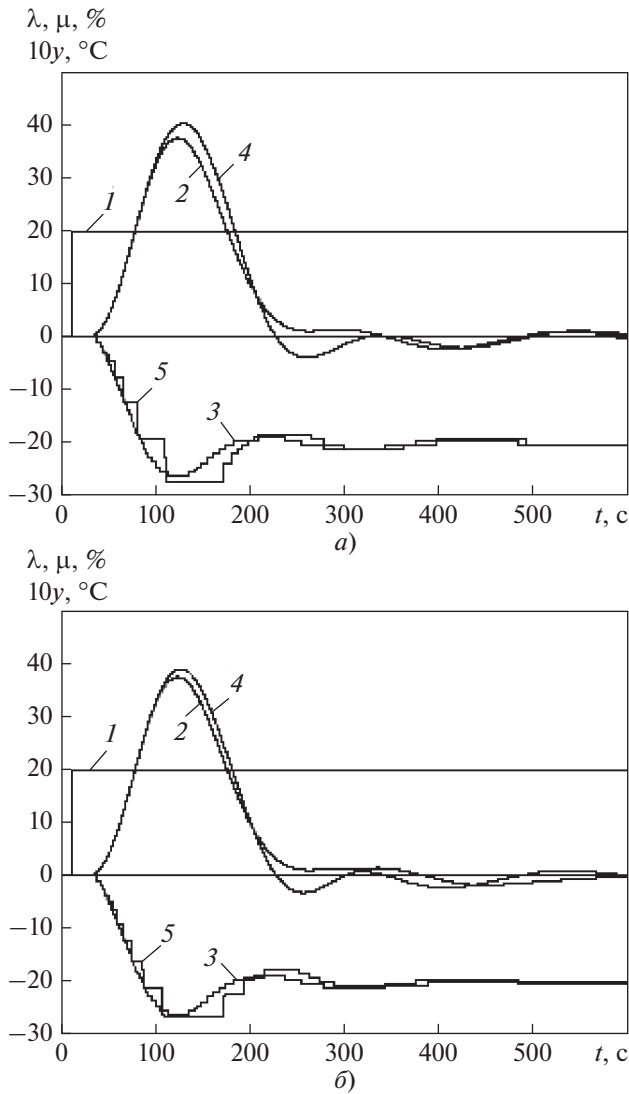


Рис. 5. Зависимость основных переменных от времени при процессах в АСР для варианта 2. 1 – λ; 2, 4 – y; 3, 5 – μ; 2, 3 – без подстройки параметров; 4, 5 – с подстройкой параметров по алгоритму (28) (а), по алгоритму (29) (б)

с подстройкой параметра $t_{и\ min}$ по алгоритму (29) $A_1 = 3.89^\circ\text{C}$, $\psi = 0.96$, $N = 19$.

Анализ данных качества процессов показал, что подстройка Δ_b и Δ по алгоритму (28) позволяет существенно снизить число включений ИМ. При этом немного возрастает динамическая ошибка регулирования. Автоматическая подстройка параметра $t_{и\ min}$ по предлагаемому алгоритму (29) позволила снизить число включений ИМ даже в большей степени, чем по алгоритму (28), предусмотренному в функциональном блоке PID_ES. Динамическая ошибка регулирования оказалась здесь также меньше.

Следует отметить, что система по варианту 2 имеет максимальное отклонение чуть меньше,

чем по варианту 1. Это связано с тем, что для варианта 1 параметр $\alpha = T_d/T_{и}$ был ограничен значением 0.25 (при оптимальном значении $\alpha_{оп} = 0.31$), а для варианта 2 такое ограничение отсутствует.

ВАРИАНТ 3. РЕГУЛИРУЮЩИЙ БЛОК С РАСЧЕТОМ СКОРОСТИ РЕГУЛИРУЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ И ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫМ МОДУЛЯТОРОМ

Структурная схема АСР с ПИД-регулятором по варианту 3 приведена на рис. 6. В схеме используется регулирующий блок 1 с импульсным выходом (блок РИМ) с расчетом приращения Δu_p и коэффициентом заполнения γ импульсного сигнала в комплекте с широтно-импульсным модулятором 2. Для управления средней скоростью регулирующего воздействия с ИМ постоянной скорости используется трехуровневый импульсный сигнал $z(t)$, который создается с помощью блока ШИМ под действием аналогового сигнала $u_p(t)$ с выхода регулирующего блока 1. Импульсный сигнал характеризуется коэффициентом заполнения

$$\gamma = t_{и}/(t_{и} + t_{п}) = \frac{1}{1 + t_{п}/t_{и}} \quad (30)$$

При подаче аналогового сигнала x (от регулирующего блока) формирование импульсного сигнала на выходе ШИМ [9] происходит в соответствии с рис. 7.

Длительности паузы и импульса вычисляются по формулам

$$t_{п} = \Delta_b dt/|x|; \quad (31)$$

$$t_{и} = \Delta_b dt/(1 - |x|), \quad (32)$$

где dt – время цикла расчета.

Минимальная длительность импульса $t_{и\ min}$ (при $x \ll 1$) определяется выражением

$$t_{и\ min} = \Delta_b dt. \quad (33)$$

Отсюда следует, что для обеспечения заданной минимальной длительности импульсов требуется создать зону возврата

$$\Delta_b = t_{и\ min}/dt. \quad (34)$$

Значение коэффициента заполнения импульсного сигнала зависит от отношения $t_{п}/t_{и}$, выражение для которого в соответствии с (31), (32) выглядит так:

$$t_{п}/t_{и} = (1 - x)/x = \frac{1}{x} - 1.$$

С учетом формулы (30) $\gamma = y_p$.

Таким образом, приведенная структура ШИМ обеспечивает формирование импульсного сигнала

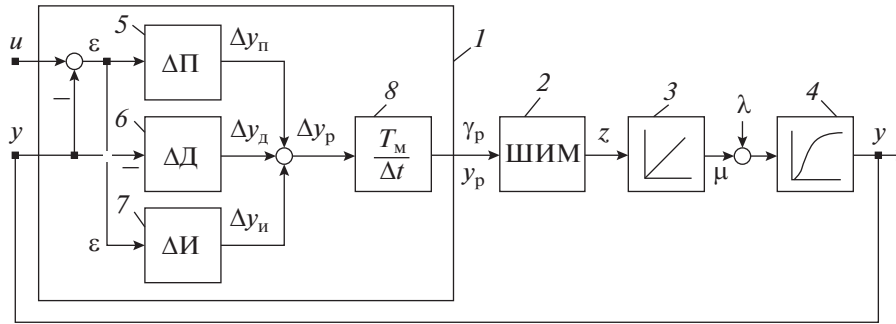


Рис. 6. Структурная схема АСР с расчетом приращения воздействия и широтно-импульсным модулятором. 1 – регулирующий блок; 2 – ШИМ; 3 – рабочий ИМ; 4 – объект управления; 5–7 – блоки вычисления приращений П-, Д-, И-составляющих; 8 – блок вычисления γ_p

ла, коэффициент заполнения которого равен входному сигналу от регулирующего блока. С учетом формул (31)–(33) можно получить выражения для относительной длительности импульсов

$$t_{и}/t_{и\min} = 1/(1 - \gamma)$$

и периода их следования

$$T_{сл}/t_{и\min} = 1/[(1 - \gamma)\gamma].$$

Эта функция имеет минимум при $\gamma = 0.5$. При этом $0.5T_{сл} = 4t_{и\min}$, что может привести к повышенной частоте включения ИМ.

Усредненное значение скорости регулирующего воздействия $S_{рег}(t)$ можно выразить зависимостью

$$d\mu^*/dt = S_{рег}(t) = S_M t_{и\min} / (t_{и\min} + t_n) = \gamma(t)100/T_M,$$

где $\mu^*(t)$ – выходная переменная.

Таким образом, в импульсном режиме управления исполнительный механизм 3 (см. рис. 6) совместно с ШИМ является линейным интегрирующим звеном относительно усредненной выходной переменной $\mu^*(t)$ и входной переменной $\gamma(t)$ с передаточной функцией

$$W_M(s) = \mu^*(s)/\gamma(s) = 100/(sT_M). \quad (35)$$

С учетом интегрирующих свойств ИМ задача управляющего устройства для схемы, изображенной на рис. 6, состоит в формировании импульсного сигнала $z(t)$, коэффициент заполнения которого $\gamma(t)$ должен соответствовать производной от расчетного изменения выхода регулятора $\mu(t)$. В частности, для получения ПИД-алгоритма относительно входной переменной $y(t)$ блок РИМ должен вычислять сигнал $y_{p,6}(t)$, пропорциональный производной от ПИД-закона.

Для рассматриваемого варианта на выходе регулирующего блока 1 вычисляется приращение регулирующего воздействия Δy_p , которое в операторной форме определяется выражением

$$\Delta y_p = \Delta y_n + \Delta y_i + \Delta y_d = K_n \Delta(u - y) + \frac{K_n \Delta(u - y)}{T_n s} - \frac{K_n T_d s \Delta y}{(T_\phi s + 1)^2}.$$

На выходе регулирующего блока 8 вычисляется переменная $y_{p,6}$ – производная регулирующего воздействия $\Delta y_p/\Delta t$, пересчитанная на относительную скорость регулирования в долях распо-

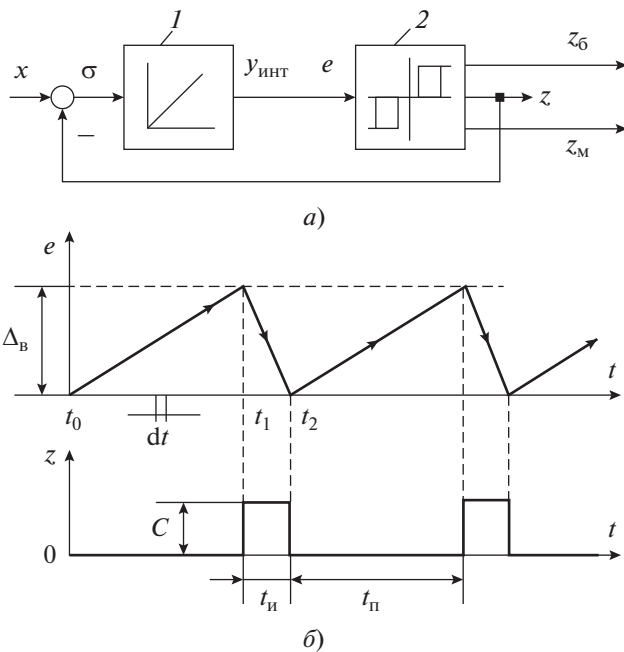


Рис. 7. Схема блока широтно-импульсной модуляции (а), графические зависимости, поясняющие работу ШИМ (б). 1 – интегратор; 2 – релейный элемент; e – сигнал на входе релейного элемента блока ШИМ

лагаемой скорости исполнительного механизма S_M и в операторной форме имеющая вид

$$y_{p.6} = \frac{K_n T_M}{100} \left[s(u - y) + \frac{(u - y)}{T_i} + \frac{T_d s^2 y}{(T_\phi s + 1)^2} \right]. \quad (36)$$

При этом переменная $y_{p.6}$ представляет собой расчетное значение коэффициента заполнения импульсного управляющего сигнала для ИМ:

$$\gamma_p(t) = y_{p.6}(t) = \frac{\Delta y_p / \Delta t}{S_M} \approx \frac{[d\mu(t)/dt] T_M}{100}.$$

Далее с учетом передаточной функции (35) исполнительного механизма с ШИМ-управлением этот сигнал интегрируется. В результате для варианта 3 получается ПИД-алгоритм, для которого регулирующее воздействие μ в операторной форме определяется выражением

$$\mu = K_n \left[(u - y) + \frac{(u - y)}{T_i s} - \frac{T_d s y}{(T_\phi s + 1)^2} \right].$$

Полученная формула практически совпадает с приведенной ранее формулой (27), что свидетельствует о том, что варианты 2 и 3 реализации ПИД-регулятора с теоретической точки зрения являются эквивалентными.

Подобная структура (см. рис. 6) широко применяется в программном обеспечении промышленных регулирующих контроллеров, в частности Протар, Минитерм, Квинт, Текон, Simatic S7 (Siemens) и др.

Для варианта 3 в целях сокращения частоты включения ИМ аналогично предыдущим случаям рекомендуется использовать алгоритм автоматической подстройки параметра $t_{i \min}$ на основе расчета П- и Д-составляющих с коррекцией параметров РЭ. В данном случае этот алгоритм имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} t_{i \min} &= (|y_n| + |y_d|) c_1 T_M / 100; \\ \Delta_B &= t_{i \min} / dt; \quad \Delta = 2.0 \Delta_B. \end{aligned} \right\}$$

При проверке качества процессов регулирования для АСР по варианту 3 было получено, что результаты для варианта 3 полностью совпали с данными варианта 2 при использовании предлагаемого алгоритма автоматической подстройки длительности импульсов (29) по всем приведенным показателям качества, включая число импульсов включения ИМ (при $c_1 = 0.25$). Поэтому отдельные графики процессов для варианта 3 здесь не приводятся (совпадают с графиками на рис. 5, б). Следует отметить, что для варианта 3 в соответствии с выражением (35) требуется вычислять вторую производную входного сигнала.

ВЫВОДЫ

1. Автоматическая система регулирования с релейно-импульсным ПИ-регулятором и предвключенным дифференциатором удобна при модернизации системы с релейно-импульсным регулятором. По динамической точности этот вариант может немного уступать другим вариантам при отношении постоянной времени дифференцирования к постоянной времени интегрирования более 0.25.

2. Достоинством системы с аналоговым ПИД-алгоритмом и общим интегратором для И-составляющей и модели ИМ является то, что для него не требуется вычислять вторую производную регулируемой переменной, кроме того, отсутствует проблема накопления разности сигналов от ИМ и его модели. Этот вариант можно считать более предпочтительным при реализации ПИД-алгоритма в программном обеспечении программируемых контроллеров.

3. Система с алгоритмом приращения в комплекте с блоком ШИМ и подстройкой минимальной длительности импульсов обеспечивает высокие показатели динамической точности. Однако в этом алгоритме используется вторая производная входного сигнала, что повышает требовательность к подавлению высокочастотных помех.

4. Результаты работы могут быть полезны специалистам, связанным с разработкой программного обеспечения регулирующих контроллеров и наладкой систем автоматизации технологических процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Давыдов Н.И.** Динамические характеристики электронных регуляторов ВТИ // Теплоэнергетика. 1954. № 5. С. 34–45.
2. **Александрова Н.Д., Давыдов Н.И.** О настройках импульсных релейных регуляторов на малоинерционных объектах // Теплоэнергетика. 2002. № 5. С. 54–57.
3. **Жигунов В.В.** Настройка ПИ-регулятора с предвключенным дифференциатором при ограничении на корневой показатель колебательности // Энергетик. 2014. № 9. С. 36–40.
4. **Денисенко В.В.** ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 1 // Современные технологии автоматизации. 2006. № 4. С. 66–74.
5. **Денисенко В.В.** ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 2 // Современные технологии автоматизации. 2007. № 1. С. 78–88.
6. **Олссон Г., Пиани Д.** Цифровые системы автоматизации и управления. СПб.: Невский Диалект, 2001.
7. **Беляев Г.Б., Кузищин В.Ф., Смирнов Н.И.** Технические средства автоматизации в теплоэнергетике: учеб. пособие. М.: Энергоиздат, 1982.
8. **Технические средства автоматизации.** Программно-технические комплексы и контроллеры:

- учеб. пособие / И.А. Елизаров, Ю.Ф. Мартемьянов, А.Г. Схиртладзе, С.В. Фролов. М.: Машиностроение, 2004.
9. Бочкарева Е.Ю., Кузищин В.Ф. Настройка длительности импульсов регуляторов с исполнительным механизмом постоянной скорости // Новое в российской электроэнергетике. 2009. № 9. С. 35–47.
10. Рогач В.Я. Теория автоматического управления. М.: Издательский дом МЭИ, 2008.
11. Кузищин В.Ф., Петров С.В. Настройка автоматических регуляторов с определением модели объекта второго порядка с запаздыванием по двум точкам комплексной частотной характеристики // Теплоэнергетика. 2012. № 10. С. 50–57.

PID Controllers with a Constant Speed Actuator: Implementation Versions and Self-Tuning of Pulse Duration

V. F. Kuzishchin^a, V. S. Drobilko^{a,*}, and A. Ya. Sterlin^{b,**}

^aNational Research University Moscow Power Engineering Institute, Moscow, 111250 Russia

^bZhukovsky Central Aerohydrodynamic Institute, Zhukovsky, Moscow oblast, 140180 Russia

*e-mail: dvs@retech.ru

**e-mail: andrey.sterlin@tsagi.ru

Abstract—The article considers three implementation versions of controllers operating with constant speed actuators that are used in automation systems of a technological process: with a relay-pulse control unit (RPCU) with a lagging feedback and topping differentiator (a real differentiating element, RD), with calculating the output according to a PID algorithm and using the actuator model for its implementation, and with calculating the control output speed and using a pulse-width modulator. Formulas for calculating the parameters of the RPCU and RD primary components from the condition of approaching the equivalent PID algorithm are given. The system version with a PID controller with the actuator control proceeding from its model is considered in two options: with individual integrators for the controller's integral component and the actuator model, and with a common integrator for the controller's integral component and the actuator model. In the latter option, the signal from the actuator model is subtracted from the controller's integral component, due to which the possibility of the integrator's output to reach the integral component's limit values is ruled out. The versions are compared by analyzing the automatic control system performance in the pulsed actuator's operation mode based on simulation for the superheated steam temperature control section of a steam boiler equipped with a surface steam desuperheater. The analysis was carried out taking into account both the usual dynamic accuracy indicators and the number of actuators switched into operation during the transient. It is shown that the advantage of the version with the PID algorithm and common integrator for the integral component and the actuator model is that there is no need in this case to calculate the controlled variable second derivative; in addition, this version is free from the problem connected with accumulation of the difference between the signals from the actuator and its model. This version can be considered to be more preferred in implementing a PID algorithm in the software of programmed controllers. Recommendations for self-tuning of pulse duration and the control unit relay element parameters during the control process depending on the algorithm's individual components are given. By using the proposed recommendations, it becomes possible to achieve an essentially lower actuator switching frequency during the control process.

Keywords: automatic controller, PID algorithm, actuator, constant speed, pulse duration, control object, relay element, pulse-width modulator