

Н.И. СМИРНОВ, В.Р. САБАНИН,
А.И. РЕПИН (МЭИ)

Оптимизация одноконтурных АСР с многопараметрическими регуляторами

Рассматривается возможность применения в структуре типового ПИД алгоритма дополнительной составляющей, пропорциональной второй производной, соответствующей ускорению отклонения регулируемого параметра. Решается задача поиска оптимальных значений настроечных параметров в одноконтурной АСР с известным ПИД и с предложенным ПИДД² регуляторами. Для их настройки используется численный метод имитационного моделирования с применением авторской версии модифицированного генетического алгоритма (МГА). Приводятся результаты сравнительного анализа.

The possibility of applying an additional component in a standard PID controller structure is examined. The new term is proportional to the second derivative and describes the acceleration of process variable's deviation from a set-point. The problem of searching for optimal controller settings in a single-loop system with the known PID and the offered PIDD² controllers is solved. A simulation-based numerical technique using the author's modified genetic algorithm is applied for controller tuning. The results of comparative analysis are included.

В промышленных автоматических системах регулирования, как правило, рекомендуется применять типовой ПИД регулятор и его частный случай ПИ регулятор, в котором из ПИД алгоритма исключена составляющая, пропорциональная первой производной от отклонения регулируемого параметра.

Известно, что ПИД алгоритм считается достаточно близким к оптимальному, основанному на теории предсказания Колмагорова-Винера [1, 2]. Однако может оказаться, что динамическая точность регулирования с ПИД регулятором становится недостаточной. В таких случаях обычно идут на усложнение информационной структуры, примером чего могут служить каскадные системы автоматического регулирования, а также системы с дополнительным импульсом по производной из промежуточной точки [3].

Учитывая современные тенденции формирования регулирующих устройств в микропроцессорных контроллерах, представляется возможным идти по пути совершенствования и усложнения алгоритмов функционирования автоматических регуляторов. Такому направлению развития способствует активное внедрение в теорию и практику автоматического управления

технологий искусственного интеллекта. В первую очередь это относится к искусственным нейросетям (ИНС) для структурной реализации алгоритмов управления и новым численным методам оптимизации на основе генетических алгоритмов (ГА) [4-6].

С учетом изложенного одним из способов повышения динамической точности в одноконтурной АСР может быть ввод в алгоритм регулирующего устройства составляющих, пропорциональных производным от отклонения регулируемого параметра второго, а при необходимости и более высокого порядка.

Оптимальный синтез АСР принято проводить по динамическим характеристикам объекта регулирования, представленным, как правило, в виде передаточных функций $W_o(s)$, полученных путем адекватной аппроксимации экспериментальных кривых разгона. При этом структуру $W_o(s)$ представляют в виде дробно-рациональной функции $V_o(s)$ и звена запаздывания на время $\hat{\theta}$:

$$W_o(s) = V_o(s) \cdot e^{-\tau \cdot s} \quad (1)$$

Дробно-рациональная часть для наиболее распространенных в промышленности объектов с самовыравниванием представляется в виде цепочки из n последовательно включенных А-звеньев с постоянными времени T_1, T_2, \dots, T_n :

$$V_o(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot \dots \cdot (T_n \cdot s + 1)} \quad (2)$$

С учетом системного подхода к решению задачи оптимального синтеза АСР порядок знаменателя в выражении (2) определяется, с одной стороны, из условия адекватности аппроксимирующей передаточной функции, с другой стороны, полученная таким образом структура будет определять алгоритм оптимального регулятора, передаточная функция которого в первом приближении имеет вид [1]:

$$W_p(s) = \frac{1}{V_o(s) \cdot \tau \cdot s} \quad (3)$$

С учетом (1, 2) после преобразований выражение (3) примет вид:

$$W_p(s) = K_p + K_I \cdot \frac{1}{s} + K_{D1} \cdot s + K_{D2} \cdot s^2 + \dots, \quad (4)$$

где K_p, K_I, K_{D1}, K_{D2} – настроечные параметры регулятора.

С учетом принятых в технической литературе обозначений настроечных параметров выражение (4) можно записать:

$$W_p(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_{D1} \cdot s + T_{D2}^2 \cdot s^2 + \dots \right), \quad (5)$$

где K_p – коэффициент передачи; T_I, T_{D1}, T_{D2} – постоянные интегрирования и дифференцирования.

Нетрудно заметить, что для функции $V_o(s)$ при $n=1$ оптимальным будет ПИ алгоритм, при $n=2$ ПИД алгоритм, при $n=3$ ПИДД² алгоритм и т.д. При этом численные значения настроечных параметров достаточно легко могут быть выражены через параметры передаточной функции объекта (табл. 1).

Таблица 1

Параметры настройки	$W_o(s) = \frac{K}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot \dots \cdot (T_n \cdot s + 1)} \cdot e^{-\tau_s}$		
	$n=1$ ПИ алгоритм	$n=2$ ПИД алгоритм	$n=3$ ПИДД ² алгоритм
K_p	$\frac{T_1}{K_o \cdot \tau_1}$	$\frac{T_1 + T_2}{K_o \cdot \tau_2}$	$\frac{T_1 + T_2 + T_3}{K_o \cdot \tau_3}$
K_H	$\frac{1}{K_o \cdot \tau_1}$	$\frac{1}{K_o \cdot \tau_2}$	$\frac{1}{K_o \cdot \tau_3}$
K_{D1}	ñ	$\frac{T_1 \cdot T_2}{K_o \cdot \tau_2}$	$\frac{T_1 \cdot T_2 + T_1 \cdot T_3 + T_2 \cdot T_3}{K_o \cdot \tau_3}$
K_{D2}	ñ	ñ	$\frac{T_1 \cdot T_2 \cdot T_3}{K_o \cdot \tau_3}$
T_H	T_1	$T_1 + T_2$	$T_1 + T_2 + T_3$
T_{D1}	ñ	$\frac{T_1 \cdot T_2}{T_1 + T_2}$	$\frac{T_1 \cdot T_2 + T_1 \cdot T_3 + T_2 \cdot T_3}{T_1 + T_2 + T_3}$
T_{D2}	ñ	ñ	$\left(\frac{T_1 \cdot T_2 \cdot T_3}{T_1 + T_2 + T_3} \right)^{0.5}$

Таким образом, в ПИДД² алгоритме добавляется составляющая, пропорциональная второй производной или ускорению отклонения регулируемого параметра с постоянной времени T_{D2} . По аналогии можно говорить и о третьей производной, характеризующей скорость ускорения.

Однако полученные таким образом регуляторы вряд ли сразу и безоговорочно могут быть приняты к практическому применению, тем не менее, знание алгоритмов их функционирования позволит оценить предельные возможности управления объектом и сформулировать соответствующие рекомендации.

При поиске оптимальных настроечных параметров численными методами удобнее оперировать с параметрами K_p , K_H , K_{D1} и K_{D2} . При этом, очевидно, что на результатах оптимизации такая замена не скажется.

В современных процессорных контроллерах формирование функционального блока (ФБ), определяющего алгоритм функционирования регулирующего устройства, осуществляется в соответствии с назначением регулятора и типом применяемого исполнительного механизма.

Различают импульсные регуляторы, работающие с ШИМ и ЭИМ, и аналоговые регуляторы, применяемые в качестве вспомогательных в каскадных АСР, а также в одноконтурных АСР с пропорциональными исполнительными механизмами (ПИМ). К числу последних относятся мембранные ПИМ, широко используемые в химических и нефтехимических производствах.

Упрощенные структурные схемы регуляторов показаны на рис. 1.

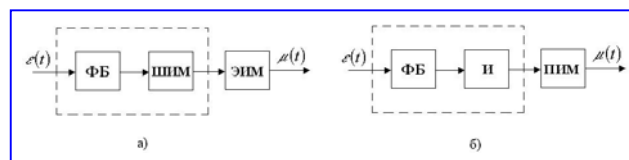


Рис. 1. Структурные схемы реализации регуляторов: а) импульсный регулятор с ЭИМ; б) аналоговый регулятор с ПИМ (И-интегратор)

Функциональный блок (ФБ) для ПИДД² регулятора в обеих структурах может быть реализован одинаково в виде ПДД² звена с передаточной функцией:

$$W_{\text{ФБ}}(s) = K_p \cdot s + K_H + K_{D1} \cdot s^2 + K_{D2} \cdot s^3. \quad (6)$$

В первом приближении ШИМ и ЭИМ (рис. 1,а) представляется возможным описать передаточной функцией интегрирующего звена. Интегрирующим звеном без каких-либо допущений является и интегратор (рис. 1,б). С учетом сказанного передаточная функция для регуляторов анализируемых структур запишется в виде:

$$W_p(s) = (K_p \cdot s + K_H + K_{D1} \cdot s^2 + K_{D2} \cdot s^3) \cdot \frac{1}{s}. \quad (7)$$

Реализация ФБ в контроллере выполняется путем расчета отклонения регулируемого параметра от задания и его производных с коэффициентами пропорциональности, являющимися настроечными параметрами. Поэтому первым очевидным шагом на пути совершенствования структуры и алгоритма регулятора по сравнению с ПИД алгоритмом будет ввод в ФБ дополнительной составляющей, пропорциональной третьей производной от отклонения регулируемого параметра.

Введение дополнительных составляющих в алгоритм регулятора приводит к увеличению числа настроечных параметров, что делает известные аналитические методы расчета из-за их сложности практически непригодными. В связи с этим возникает необходимость применения алгоритмов численной оптимизации с использованием приемов имитационного моделирования. При таком подходе в качестве целевого критерия для ступенчатых возмущений, вносимых отдельно по каналу регулирующего воздействия $\lambda(t)$ и по каналу задания $u(t)$, предлагается использовать интегральную оценку модуля переходного процесса:

$$I_m(P, X, t) = \int_0^{t_p} |u(t) - y(P, X, t)| dt \rightarrow \min, \quad (8)$$

где P – вектор настроечных параметров K_p , K_H , K_{D1} , K_{D2} ; X – вектор входных воздействий $\lambda(t)$, $u(t)$; t_p – время переходного процесса.

Минимальное значение интеграла (8) не является инвариантным относительно рассматриваемых входных воздействий, поэтому настройки предлагается определять в зависимости от назначения АСР (для стабилизирующей системы при $\lambda(t)=1$, $u(t)=0$, а для следящей – при $\lambda(t)=0$, $u(t)=1$). Метод позволяет определять и компромиссные настройки, обеспечивающие минимальное значение суммы интегральных оценок при раздельной подаче возмущений $\lambda(t)$ и $u(t)$. С учетом изложенного вектор X может быть представлен в виде матрицы:

$$X = \begin{bmatrix} \lambda(t) & u(t) \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где первая строка определяет оптимальную настройку стабилизирующей АСР, при которой минимизируется интеграл:

$$I_{M,\lambda} = \int_0^{t_p} |y(P, \lambda, t)| dt \rightarrow \min, \quad (10)$$

а вторая строка определяет оптимальные настроечные параметры следящей АСР, минимизирующие интеграл вида:

$$I_{M,u} = \int_0^{t_p} |1 - y(P, u, t)| dt \rightarrow \min. \quad (11)$$

Компромиссная настройка минимизирует сумму интегралов:

$$I_{M,\Sigma} = \int_0^{t_p} |1 - y(P, u, t)| dt + a \cdot \int_0^{t_p} |y(P, \lambda, t)| dt \rightarrow \min, \quad (12)$$

где a – масштабный коэффициент, делающий интегралы сопоставимыми.

В приведенных ниже иллюстрационных примерах для оптимизации настроечных параметров ПИД и ПИДД² регуляторов использовалась авторская версия модифицированного генетического алгоритма “Optim-MGA” [4].

Многочисленные расчеты, проведенные по предлагаемой методике, показали, что рекомендуемые критерии имеют четко выраженный экстремум, обеспечивающий для АСР с рассмотренными алгоритмами регулирования достаточно высокий запас устойчивости. Для обеспечения желаемого характера переходного процесса, в первую очередь, обусловленного требованиями робастности, представляется возможность ввести ограничения как на отдельные настроечные параметры и их соотношения, так и на показатели, непосредственно характеризующие запас устойчивости.

Следует заметить, что оценка запаса устойчивости по степени затухания ψ и ее связь с корневым показателем колебательности m предполагает типовой вид переходного процесса в АСР и практически ограничивается системами с ПИ регулятором. Переходные процессы с регуляторами, содержащими производные, заметно отличаются от типовых, и оценка их запаса устойчивости по степени затухания становится затруднительной. В связи с этим, предлагается использовать интегральную степень затухания $\psi_{ин}$, определяемую отношением линейного интеграла $I_{л}(P, X, t)$ к интегралу по модулю $I_{м}(P, X, t)$.

Представляют интерес ограничение на коэффициент передачи регулятора K_p , в значительной степени определяющий чувствительность системы, а также рекомендуемый в ряде публикаций [2, 7] в качестве настроечного параметра для ПИД регулятора коэффициент α , определяемый отношением постоянной дифференцирования к постоянной времени интегрирования, по аналогии с которым можно ввести подобные коэффициенты α_1 и α_2 для ПИДД² регулятора:

$$\alpha_1 = \frac{K_{II} \cdot K_{D1}}{K_p^2}; \quad \alpha_2 = \frac{K_{II}}{K_p} \cdot \left(\frac{K_{D2}}{K_p} \right)^{0.5}. \quad (13)$$

Встречающееся в технической литературе понятие $\alpha_{кр}$ для ПИД регулятора является не совсем корректным, поскольку очевидным является оптимальное значение $\alpha_{опт}$, соответствующее оптимальным настройкам, минимизирующим принятый целевой критерий. Любые другие значения α являются лишь ограничениями, в конечном счете, приводящими к снижению качества регулирования.

Рассмотренные выше ограничения вводятся в целевой критерий в виде функций штрафа:

$$F(P, X, t) = I_{м}(P, X, t) + b_1 \cdot |K_{p,зд} - K_p| + b_2 \cdot |\alpha_{i,зд} - \alpha_i| + b_3 \cdot \left| \psi_{ин,зд} - \frac{I_{л}(P, X, t)}{I_{м}(P, X, t)} \right|, \quad (14)$$

где b_1, b_2, b_3 – весовые коэффициенты; α_i – отношение постоянной дифференцирования T_{Di} к постоянной интегрирования T_{II} (индекс “зд” означает признак заданных значений соответствующих параметров и показателей). Перечисленные ограничения могут быть использованы для подбора робастных настроек, обеспечивающих практическую работоспособность АСР.

В качестве примера, иллюстрирующего изложенное, приводятся результаты расчета АСР температуры перегретого пара [1]. Математическая модель объекта регулирования представлена в виде передаточной функции котла ТЭС по каналу: перемещение регулирующего органа расхода охлаждающей воды в парохладитель – температура перегрева пара. Передаточная функция $W_o(s)$ получена путем аппроксимации экспериментальной переходной характеристики:

$$W_o(s) = K_o \cdot \frac{e^{-s\tau}}{(T_o \cdot s + 1)^3}, \quad (15)$$

где $K_o = 0,41$ °C/%ВП; $T_o = 1,9$ мин; $\tau = 0,52$ мин.

Результаты настройки ПИД и ПИДД² регуляторов для целевых функций вида (10, 11, 12) без ограничений, полученные методом имитационного моделирования с использованием модифицированного генетического алгоритма, приведены в табл. 2.

Параметрическая оптимизация стабилизирующей АСР проводилась путем поиска минимального значения $I_{M,\lambda}$ для единичного ступенчатого воздействия по каналу регулирующего органа $\lambda(t)$ (точки 1, 2), для следящей АСР минимизировался интеграл $I_{M,u}$ для единичного ступенчатого воздействия $u(t)$ (точки 3,4) и интеграл $I_{M,\Sigma}$ для компромиссной настройки (точки 5, 6).

Там же приведены настроечные параметры ПИД регулятора по данным [1] (точка 7) и приближенные значения настроечных параметров ПИДД² регулятора, вычисленные по формулам, приведенным в табл. 1 (точка 8).

Переходные процессы в одноконтурной АСР с ПИД и ПИДД² регуляторами, оптимально настроенными на ступенчатое возмущение $\lambda(t)$ (стабилизирующая АСР, т. 1, 2 табл. 2), показаны на рис. 2,а, а переходные процессы на ступенчатое воздействие по заданию $u(t)$ (следящая АСР, т.3, 4 табл. 2) – на рис. 2,б. Там же для сравнения приведены переходные процессы для АСР с ПИД регулятором, настроенным по данным [1] (т.7 табл. 2), и для

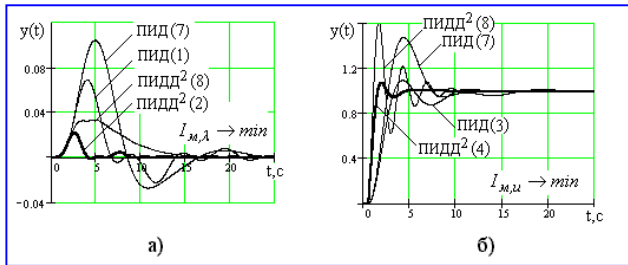


Рис. 2. Переходные процессы в АСР с ПИД и ПИДД² регуляторами: а) стабилизирующая АСР, настроенная на $I_{M,\lambda} \rightarrow \min$; б) следящая АСР, настроенная на $I_{M,u} \rightarrow \min$

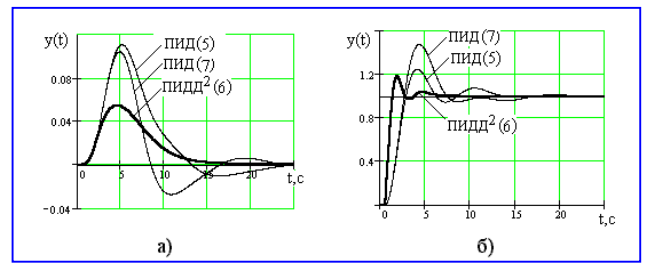


Рис. 3. Переходные процессы в АСР с ПИД, ПИДД² регуляторами, настроенными на компромиссный критерий $I_{M,\Sigma} \rightarrow \min$: а) возмущение $\lambda(t) = 1$ по каналу регулирующего органа; б) возмущение $u(t) = 1$ по управляющему воздействию

Таблица 2

Параметры	$I_{M,\lambda} \rightarrow \min$		$I_{M,u} \rightarrow \min$		$I_{M,\Sigma} \rightarrow \min$		M=1,55 [1]	Из табл. 1	
	ПИД	ПИДД ²	ПИД	ПИДД ²	ПИД	ПИДД ²		ПИД	ПИДД ²
	1	2	3	4	5	6		7	8
K_p	12,35	81,33	5,58	12,64	6,57	15,81	7,59	24,36	
K_{II}	6,26	25,07	1,04	2,12	1,82	2,88	3,18	4,28	
K_{D1}	28,92	61,05	12,18	24,63	14,01	27,89	14,24	46,29	
K_{D2}	ñ	41,02	ñ	18,47	ñ	20,54	ñ	29,31	
T_{II}	1,973	3,244	5,349	5,977	3,614	5,493	2,387	5,692	
T_{D1}	2,341	0,751	2,183	1,949	2,133	1,765	1,875	1,901	
T_{D2}	ñ	0,710	ñ	1,461	ñ	1,299	ñ	1,090	
α_1	1,186	0,231	0,408	0,326	0,590	0,321	0,785	0,33	
α_2	ñ	0,219	ñ	0,244	ñ	0,236	ñ	0,191	
$I_{M,\lambda}$	0,305	0,045	0,991	0,473	0,683	0,347	0,581	0,234	
$I_{L,\lambda}$	0,159	0,040	0,962	0,473	0,549	0,347	0,314	0,234	
$\Psi_{ин,\lambda}$	0,520	0,880	0,970	1,00	0,80	1,00	0,54	1,00	

АСР с ПИДД² регулятором, настроенным по формулам табл. 1 (т. 8 табл. 2).

Настроечные параметры и основные показатели АСР с ПИД и ПИДД² регуляторами, полученные при вводе ограничений, представлены в табл. 3. Оптимизация АСР с ПИД регулятором проводилась по $I_{M,\lambda} \rightarrow \min$ с ограничением на интегральную степень затухания $\Psi_{ин}$ (т. 1, 2 табл. 3) и на показатель α (т. 3, 4 табл. 3). Там же приведены результаты расчета при совместных ограничениях на коэффициент передачи и степень затухания для $\Psi_{ин}$ ПИД регулятора (т. 5, 6 табл. 3) и ПИДД² регулятора (т. 7 табл. 3).

Характер переходных процессов в АСР с ПИД регулятором при рассмотренных ограничениях показан на рис. 4.

Таблица 3.

Параметры	ПИД						ПИДД ²	
	$\Psi_{ин} = 0,8$	$\Psi_{ин} = 1,0$	$\alpha = 0,4$	$\alpha = 0,8$	$K_p = 8$		$K_p = 40$	
					$\Psi_{ин} = 0,6$	$\Psi_{ин} = 0,8$	$\Psi_{ин} = 0,8$	
	1	2	3	4	5	6	7	
K_p	11,24	11,84	12,98	12,62	8,00	8,00	40	
K_{II}	3,503	1,723	3,342	5,072	3,305	2,364	15,87	
K_{D1}	19,57	19,36	20,17	25,13	18,22	11,57	48,84	
K_{D2}	ñ	ñ	ñ	ñ	ñ	ñ	23,21	
T_{II}	3,209	6,872	3,884	2,488	2,418	3,384	2,520	
T_{D1}	1,741	1,635	1,539	1,991	2,277	1,446	1,221	
T_{D2}	ñ	ñ	ñ	ñ	ñ	ñ	0,761	
α_1	0,543	0,238	0,400	0,800	0,942	0,427	0,484	
α_2	ñ	ñ	ñ	ñ	ñ	ñ	0,302	
$I_{\cdot, \tilde{e}}$	0,358	0,579	0,385	0,315	0,505	0,529	0,079	
$I_{\dot{\cdot}, \tilde{e}}$	0,286	0,579	0,300	0,197	0,303	0,423	0,063	
$\Psi_{ин,\lambda}$	0,800	1,000	0,779	0,626	0,600	0,800	0,800	

Оптимизация АСР по критерию $I_{M,\lambda} \rightarrow \min$ для стабилизирующих АСР в значительной степени снижает качество регулирования при возмущениях по заданию $u(t)$. Однако желаемый вид переходных процессов может быть получен при использовании интегрирующих задатчиков. На рис. 5,а показаны процессы в АСР с ПИД регулятором при ограничениях на K_p и $\Psi_{ин}$ и в АСР с ПИДД² регулятором при аналогичных ограничениях (рис. 5,б). Пунктирной линией на рис. 5 показан сигнал на выходе интегрирующего задатчика.

Настройки регуляторов, полученные при ограничениях на параметры и показатели запаса устойчивости, с одной стороны, приводят к снижению качества АСР, с другой – делают ее робастной.

В заключение следует отметить, что предложенная методика позволяет проводить для объектов с известными динамическими

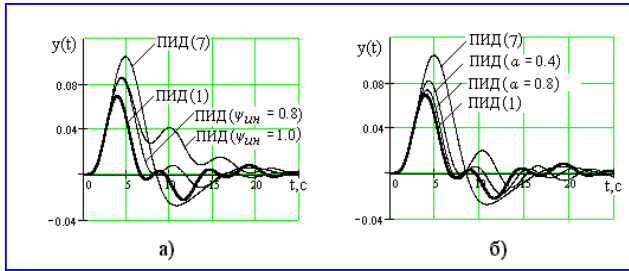


Рис. 4. Переходные процессы в АСР с ПИД регулятором: а) оптимальная настройка $I_{\lambda} \rightarrow \min$ с ограничением на $\Psi_{ин}$; б) оптимальная настройка $I_{\lambda} \rightarrow \min$ с ограничением на α

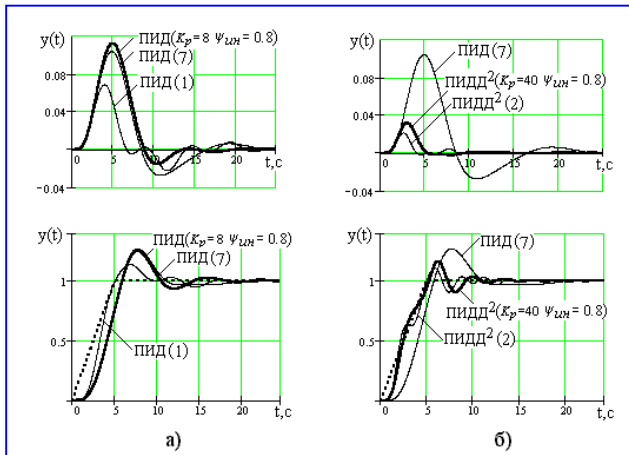


Рис. 5. Переходные процессы в АСР с интегрирующим задатчиком (пунктирная линия): а) АСР с ПИД регулятором; б) АСР с ПИДД² регулятором

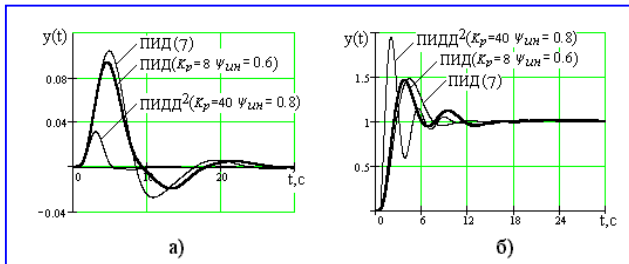


Рис. 6. Переходные процессы: а) возмущение $\lambda(t)=1$ по каналу регулирующего органа; б) возмущение $u(t)=1$ по управляющему воздействию

характеристиками предпроектные исследования и выдавать рекомендации о целесообразности использования в одноконтурных АСР многопараметрических регуляторов (рис. 6).

Анализ проведенных исследований позволяет сделать вывод о том, что переход от ПИД к ПИДД² алгоритму дает заметный выигрыш. Так, для рассмотренного примера величины отношения линейного интегрального критерия $I_{\lambda, \lambda}^{ПИД} / I_{\lambda, \lambda}^{ПИДД^2}$ и интегрального критерия по модулю $I_{m, \lambda}^{ПИД} / I_{m, \lambda}^{ПИДД^2}$ для вариантов 1,2 (табл. 2) соответственно равны 5 и 7, а по сравнению с ПИД регулятором, настроенным по данным [1], – 8 и 13.

Николай Иванович Смирнов – канд. техн. наук, доцент каф. АСУТП МЭИ, Владимир Романович Сабанин – канд. техн. наук, доцент каф. АСУТП МЭИ, Андрей Иванович Репин – инженер, ассистент каф. АСУТП МЭИ.
Телефон (095) 362-77-20.
E-mail: Repin.AI@mpei.ru

Список литературы

1. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. МЭИ, 2004.
2. Ротач В.Я. Расчет настройки реальных ПИД регуляторов // Теплоэнергетика. 1993. №10.
3. Ротач В.Я. К расчету систем автоматического регулирования со вспомогательными информационными каналами методом многомерного сканирования // Теплоэнергетика. 2001. №11.
4. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Универсальная программа для оптимизации многоэкстремальных задач i Optim-MGA” // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2004610862. Российское агентство по патентам и товарным знакам / (Роспатент). Москва, 8 апреля 2004.
5. Смирнов Н.И., Сабанин В.Р., Репин А.И. Оптимизация настроечных параметров автоматических систем регулирования с дифференциатором // Теплоэнергетика. 2004. № 10.
6. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Параметрическая оптимизация и диагностика с использованием генетических алгоритмов // Промышленные АСУ и контроллеры. 2004. №12.
7. Панько М.А. Расчет настроек ПИД регуляторов при цифровой реализации алгоритма регулирования // Теплоэнергетика. 2004. №10.