

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

Робастные многопараметрические регуляторы для объектов с транспортным запаздыванием

Рассматриваются возможности улучшения качественных показателей автоматического регулирования объектов с большим транспортным запаздыванием путем применения многопараметрических регуляторов, содержащих, кроме пропорциональной и интегральной составляющих, производные различного порядка [1, 2].

С учетом того, что чувствительность таких регуляторов с повышением порядка производных заметно увеличивается, предлагается методика робастной настройки, обеспечивающая заданный запас устойчивости при вариациях запаздывания в объекте регулирования. В основу методики положен численный метод имитационного моделирования с использованием авторской версии эволюционного алгоритма оптимизации [3, 4].

The paper discusses the ways to improve the automatic control performance for the plants with high transportation lag by means of multiparametric controllers that along with proportional and integral control actions include various order derivatives. In view of considerable sensitivity improvement of such controllers with derivative order increase, a robust tuning methodology is proposed that ensures the required stability margin under transportation lag variations in the control object. The methodology is based on a numerical simulation technique using the author's version of evolutionary optimization algorithm.

В практике автоматизации технологических процессов в энергетике, металлургии, химии, агропромышленном комплексе и ряде других отраслей приходится решать задачи управления объектами, содержащими значительные транспортные запаздывания.

Такие реальные, чаще всего устойчивые промышленные объекты в линейном приближении описываются передаточными функциями вида:

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

В выражении (1) под $\tilde{W}_o(s)$ подразумевается дробно-рациональная передаточная функция с вещественными отрицательными корнями:

$$\tilde{W}_o(s) = \frac{K_o}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1) \cdot \dots \cdot (T_n \cdot s + 1)} \quad (2)$$

Большие значения транспортного запаздывания τ являются причиной низкого качества регулирования. Улучшение качественных показателей может быть

достигнуто путем использования многопараметрических регуляторов, включающих в себя, кроме ПИ алгоритма, дифференциальные составляющие с производными различного порядка. Такой подход в конечном итоге позволяет реализовать ПИД, ПИДД², ПИДД²Д³ законы регулирования [1, 2]. Передаточная функция многопараметрического регулятора на примере ПИДД²Д³ алгоритма запишется в виде:

$$W_{pm}(s) = K_p^M + \frac{K_u^M}{s} + K_{D1}^M \cdot s + K_{D2}^M \cdot s^2 + K_{D3}^M \cdot s^3, \quad (3)$$

где $K_p^M, K_u^M, K_{D1}^M, K_{D2}^M, K_{D3}^M$ – настроечные параметры ПИДД²Д³ регулятора.

Передаточная функция (3) может быть выражена через традиционные настроечные параметры: коэффициент передачи K_p^M , постоянную времени интегрирования T_u и постоянные времени дифференцирования T_{D1}, T_{D2}, T_{D3} – и записана в виде:

$$W_{pm}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_u \cdot s} + T_{D1} \cdot s + T_{D2}^2 \cdot s^2 + T_{D3}^3 \cdot s^3 \right) \quad (4)$$

Проведенные исследования показывают, что чувствительность таких регуляторов с увеличением порядка производных заметно увеличивается, и, как следствие, это может привести к значительному снижению запаса устойчивости при возможных вариациях динамических характеристик объекта регулирования. Ниже предлагается метод робастной компромиссной настройки, обеспечивающей заданный запас устойчивости при вариациях параметров объекта на примере увеличения транспортного запаздывания от τ до τ_{var} .

Вопросам регулирования промышленных объектов с запаздыванием посвящено большое количество публикаций. В частности, известностью пользуются работы, в которых для улучшения качества регулирования рассматривается возможность использования так называемого предиктора Смита (более раннее название упредитель Смита) [5, 6]. Из последних публикаций наибольший интерес в этом направлении представляют работы [7, 8], где рассматривается возможность компенсации транспортного запаздывания с помощью компенсатора с передаточной функцией $W_k(s) = e^{\tau \cdot s}$, включенного перед регулятором. Физическая реализация такого компенсатора может быть представлена в виде разложения в степенной ряд Лорана с использованием различного числа членов ряда. В этом случае эквивалентная передаточная функция компенсатора запишется в виде ряда:

$$W_k(s) = 1 + \frac{\tau \cdot s}{1!} + \frac{\tau^2 \cdot s^2}{2!} + \frac{\tau^3 \cdot s^3}{3!} + \dots \quad (5)$$

Нетрудно заметить, что передаточная функция управляющего устройства $W_{yy}(s)$, включающего компенсатор из трех членов ряда (5) и последовательно соединенный с ним ПИД регулятор, будет иметь структуру предложенного выше ПИД²Д³ регулятора:

$$W_{yy}(s) = \left(K_p + \frac{K_u}{s} + K_d \cdot s \right) \cdot (1 + K_1 \cdot s + K_2 \cdot s^2), \quad (6)$$

где K_p, K_u, K_d – настроечные параметры ПИД регулятора; K_1, K_2 – настроечные параметры компенсатора.

Учитывая, что при физической реализации компенсатора берется ограниченное число членов ряда (5), коэффициенты K_1 и K_2 в передаточной функции компенсатора могут быть оптимизированы вместе с настроечными параметрами ПИД регулятора K_p, K_u и K_d . После несложных преобразований и проведения соответствия между передаточными функциями (3) и (6) можно записать выражения, связывающие настроечные параметры ПИД²Д³ регулятора и управляющего устройства $W_{yy}(s)$, включающего ПИД регулятор и компенсатор:

$$\begin{aligned} K_p^M &= K_p + K_1 \cdot K_u; & K_u^M &= K_u; \\ K_{d1}^M &= K_d + K_1 \cdot K_p + K_2 \cdot K_u; & & \\ K_{d2}^M &= K_1 \cdot K_d + K_2 \cdot K_p; & K_{d3}^M &= K_2 \cdot K_d. \end{aligned} \quad (7)$$

В случае использования ПИ регулятора управляющее устройство с компенсатором, содержащим три члена ряда (5), будет соответствовать ПИД² закону регулирования, а ПИ регулятор с компенсатором из двух членов ряда (5) эквивалентен ПИД алгоритму. При этом для них остаются справедливыми формулы (7) для пересчета настроечных параметров.

Структурные схемы АСР с многопараметрическим регулятором и управляющим устройством на базе регулятора и компенсатора представлены на рис. 1.

В работе [8] настроечные параметры компенсатора не оптимизируются, а принимаются жестко связанными с величиной транспортного запаздывания τ по соотношениям: $K_1 = \tau$; $K_2 = 0,5 \cdot \tau^2$, а параметры ПИД регулятора определяют

ся аналитическим методом с применением вспомогательной функции [9]. Следует заметить, что такая настройка из-за ограниченного числа членов ряда не является оптимальной, поэтому совместная оптимизация всех на-

строечных параметров, как будет показано ниже, позволяет заметно повысить качество регулирования.

В предлагаемой статье для оптимальной настройки управляющего устройства, содержащего ПИД регулятор с компенсатором $W_k^3(s)$, и для настройки многопараметрических регуляторов, включая их компромиссную робастную настройку, использовалась авторская версия эволюционного алгоритма “Optim-MGA” [10]. Расчетные данные в приведенном ниже примере получены с применением пользовательской программы “Optim-MGA” для MathCad [4].

Алгоритм “Optim-MGA” работает в контексте Particle Swarm Optimization (PSO) [11], в соответствии с которым множество точек может быть представлено как популяция взаимодействующих элементов (особей), передвигающихся в n -мерном пространстве поиска с целью нахождения наилучшего решения на каждом шаге вычислений. Концепция PSO, как и предложенный алгоритм, не использует операции кроссовера и мутации, характерные для генетических алгоритмов. На каждом шаге работы такого алгоритма осуществляется селекция особей популяции, удаляется часть наихудших особей, место которых занимают потомки. Для их определения в алгоритме используются операции метода Нелдера и Мида, такие как отражение, растяжение, сжатие и редукция (метод деформируемого многогранника).

Значения целевых функций для оптимизации настроечных параметров анализируемых алгоритмов управления вычислялись с использованием имитационной цифровой модели системы регулирования. Идея цифровой модели состоит в замене дифференциальных уравнений на разностные. Для преобразования дифференциальных уравнений в разностные авторами применялся метод Рунге-Кутты второго порядка. Моделирование системы регулирования практически было сведено к моделированию апериодических звеньев, а использование метода Рунге-Кутты второго порядка в значительной степени снизило чувствительность модели к интервалу дискретности.

В качестве целевой функции использовалась площадь под переходным процессом в виде интеграла по модулю отклонения регулируемой величины

$$I_{\sigma, \lambda} = \int |y(t)| dt \text{ при единичном ступенчатом воздействии}$$

$\lambda(t) = 1$ по каналу регулирующего органа. Такой вид целевой функции в отличие от линейного интеграла имеет экстремальный характер, что делает устойчивой процедуру поиска оптимальных настроечных параметров.

Для обеспечения заданного запаса устойчивости использовался частотный показатель колебательности M_{don} , определяемый в виде максимального значения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) замкнутой системы на резонансной частоте $A_{3c}(\omega_p)$. В соответствии с рис. 1 выражения для АЧХ замкнутой системы с многопараметрическим регулятором $A_{3c, pm}(\omega)$

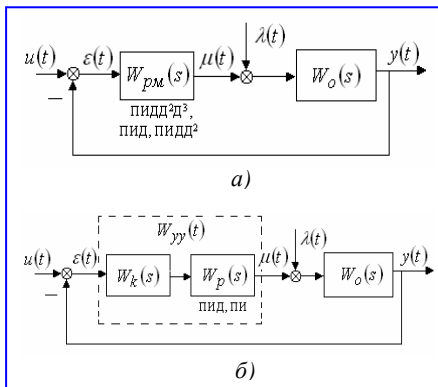


Рис. 1. Структурные схемы АСР: а – с многопараметрическим регулятором, б – с компенсатором и регулятором

и для управляющего устройства с компенсатором $A_{зс,уу}(\omega)$ запишутся в виде:

$$A_{зс,рм}(\omega) = \left| \frac{W_{рм}(j\omega) \cdot W_o(j\omega)}{1 + W_{рм}(j\omega) \cdot W_o(j\omega)} \right|; \quad (8)$$

$$A_{зс,уу}(\omega) = \left| \frac{W_{уу}(j\omega) \cdot W_o(j\omega)}{1 + W_{уу}(j\omega) \cdot W_o(j\omega)} \right|.$$

Запас устойчивости при формировании критерия оптимальности F_{opt} вводился в виде функции штрафа на допустимую величину показателя колебательности. Критерий оптимальности при обычной настройке без учета варьирования параметров объекта может быть записан в виде:

$$F_{opt} = \begin{cases} I_{м,л} \cdot \left\{ 1 + |M_{дон} - A_{зс}(\omega_p)| \right\}, \\ \text{если } A_{зс}(\omega_p) > M_{дон}; \\ I_{м,л}, \text{ если } A_{зс}(\omega_p) \leq M_{дон}. \end{cases} \quad (9)$$

Критерий для компромиссной робастной настройки формируется по тому же принципу, но дополнительно учитывается ограничение на допустимый показатель колебательности для АСР с варьiruемой передаточной функцией объекта регулирования. С учетом отмеченного критерий робастной настройки запишется в виде:

$$F_{opt}^{роб} = \begin{cases} I_{м,л} \cdot \left\{ 1 + |M_{дон} - A_{зс}(\omega_p)| + |M_{дон}^{gap} - A_{зс}^{gap}(\omega_p)| \right\}, \\ \text{если } A_{зс}(\omega_p) > M_{дон} \text{ и } A_{зс}^{gap}(\omega_p) > M_{дон}^{gap}; \\ I_{м,л}, \text{ если } A_{зс}(\omega_p) \leq M_{дон} \text{ и } A_{зс}^{gap}(\omega_p) \leq M_{дон}^{gap}, \end{cases} \quad (10)$$

где ω_p^{gap} – резонансная частота в АСР с варьiruемыми параметрами объекта; $M_{дон}^{gap}$ – допустимое значение показателя колебательности в АСР с варьiruемыми параметрами при соответствующей ему частоте ω_p^{gap} .

Следует заметить, что варьироваться может как сама передаточная функция объекта регулирования в целом, так и отдельные параметры, характеризующие динамические свойства объекта. В рассматриваемом примере варьiruемым параметром выбрано транспортное запаздывание $\tau_{вар}$, изменяющееся на 40 % в сторону увеличения от исходного τ . Уменьшение запаздывания не вызывает снижения устойчивости, поскольку система при этом становится менее чувствительной и, соответственно, более грубой.

Как показали многочисленные расчеты, проведенные авторами, предлагаемый метод достаточно легко и с хорошей воспроизводимостью позволяет определять как обычную, так и робастную настройку на заданный диапазон варьирования динамических свойств объекта.

Вышеизложенное иллюстрируется на примере автоматической системы регулирования с объектом, имеющим передаточную функцию, взятую из [8]:

$$W_o(s) = K_o \cdot \frac{e^{-\tau \cdot s}}{(T_1 \cdot s + 1) \cdot (T_2 \cdot s + 1)^3}, \quad (11)$$

где $K_o = 3,32$; $\tau = 30$ с ($\tau_{вар} = 42$ с); $T_1 = 55$ с; $T_2 = 22$ с.

Ограничение на показатель колебательности при номинальном значении транспортного запаздывания выбрано по рекомендациям [8] $M_{дон} \leq 1,618$. Из тех же источников для сравнения с авторскими результатами взяты настроечные параметры ПИД регулятора с компенсатором.

Для выбранного объекта при исходном времени запаздывания в соответствии с критерием (9) были получены оптимальные настройки АСР с ПИДД²Д³, ПИДД² и ПИД регуляторами, а также настройки АСР с управляющим устройством, состоящим из ПИД регулятора и компенсатора второго порядка, состоящего из трех членов ряда (5), которое, как отмечалось выше, эквивалентно ПИДД²Д³ закону регулирования. Пересчет настроечных параметров по соотношениям (7) подтверждает их эквивалентность.

По результатам полученных настроек, а также по данным, взятым из [8], была проведена оценка чувствительности АСР с рассматриваемыми структурами к увеличению запаздывания от τ до $\tau_{вар}$ путем анализа амплитудно-частотных характеристик и соответствующих показателей колебательности.

Далее для анализируемых структур АСР в соответствии с критерием (10) были получены робастные настройки, ограничивающие величину показателя колебательности при варьировании запаздывания. Для ПИДД²Д³ регулятора и эквивалентной ему структуры ПИД регулятора с компенсатором рассматривались два варианта робастной настройки. Условием робастной настройки по первому варианту является сохранение принятого запаса устойчивости как для АСР с исходным объектом, так и с варьiruемым ($M_{дон} \leq 1,618$, $M_{дон}^{gap} \leq 1,618$). Однако полученные настроечные параметры при таком достаточно жестком ограничении снижают качественные показатели процесса регулирования при нормальном исходном объекте, что является неизбежным следствием компромисса. Поэтому во втором варианте запас устойчивости для варьiruемого объекта при $\tau_{вар}$ был расширен до условия $M_{дон}^{gap} \leq 2,38$, что позволило заметно повысить качественные показатели исходной АСР по сравнению с первым вариантом. Такие расчеты выполнены как для ПИДД²Д³ регулятора, так и для структуры с ПИД регулятором и компенсатором. Полученные результаты с высокой точностью подтвердили их практически полную эквивалентность.

Результаты расчета для всех рассмотренных структур с вариантами обычной и робастной настройки приведены в табл. 1 и табл. 2.

Таблица 1

Алгоритм регулятора $W_{pm}(s)$	Вид настройки	Настроечные параметры $W_{pm}(s)$					Показатели качества и устойчивости			
		K_p^M	K_u^M	K_{D1}^M	K_{D2}^M	K_{D3}^M	$I_{m,\lambda}$		$M_{факт}$	
							τ	$\tau_{вар}$	τ	$\tau_{вар}$
ПИДД ² Д ³	Обычная	1,487	0,015	65,46	1229	14180	73,5	180,4	1,618	5,245
	Робаст. 1	1,118	0,0099	51,37	1123	14250	105,1	116,8	1,618	1,618
	Робаст. 2	1,293	0,012	57,35	1181	14140	88,5	117,8	1,618	2,38
ПИДД ²	Обычная	1,029	0,0087	34,1	739,4	---	120,5	211,9	1,618	3,086
	Робастная	0,823	0,0070	29,7	697,7	---	150,9	176,6	1,282	1,618
ПИД	Обычная	0,469	0,0054	20,6	---	---	218,5	289,8	1,618	2,287
	Робастная	0,414	0,0045	16,7	---	---	244,7	291,2	1,214	1,618

Таблица 2

Алгоритм упр. устройства $W_{yy}(s)$	Вид настройки	Настроечные параметры					Показатели качества и устойчивости			
		$W_p(s)$			$W_k(s)$		$I_{m,\lambda}$		$M_{факт}$	
		K_p	K_u	K_D	K_1	K_2	τ	$\tau_{вар}$	τ	$\tau_{вар}$
ПИД с $W_k(s)$	Обычная	1,167	0,015	33,7	21,9	420,2	73,2	185,1	1,618	5,47
	Робаст. 1	0,867	0,0099	23,2	25,5	614,8	105,0	117,1	1,618	1,618
	Робаст. 2	1,006	0,012	27,0	24,1	527,3	88,2	118,3	1,618	2,38
	По данным [8]	0,791	0,0109	15,03	30	450	109,5	225,3	1,618	3,663

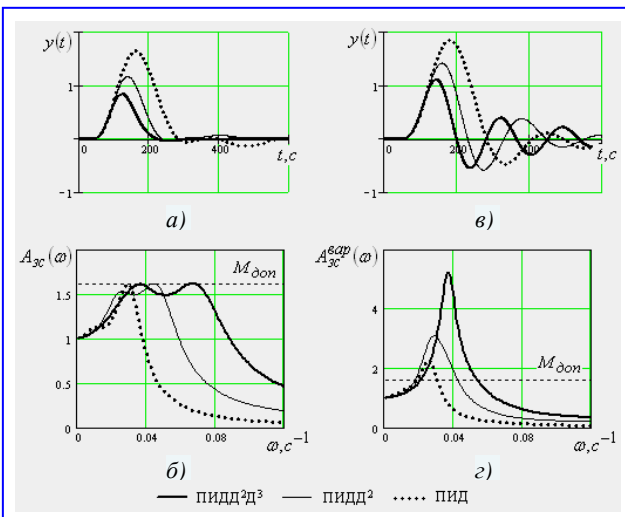


Рис. 2. Переходные процессы и АЧХ для АСР с многопараметрическими регуляторами, настроенными на исходную передаточную функцию объекта: а, б – для исходного объекта с запаздыванием τ ; в, г – для варьированного объекта с запаздыванием $\tau_{вар}$

По результатам настроек, приведенных в табл. 1, на рис. 2 а,б показаны переходные процессы и АЧХ в АСР с многопараметрическими ПИДД²Д³, ПИДД² и ПИД регуляторами, оптимально настроенными на исходную передаточную функцию объекта с постоянным запаздыванием τ при запасе устойчивости, выбранном из условия $M_{дон} \leq 1,618$. Качество АСР с ПИДД²Д³ регулятором по интегральному показателю $I_{m,\lambda}$ улучшается в 1,6 раза по сравнению с ПИДД² регулятором и в 3 раза по сравнению с ПИД регулятором.

Увеличение времени запаздывания τ на 40 % до $\tau_{вар}$ при такой настройке заметно снижает устойчивость сис-

темы регулирования (показатель колебательности АСР с ПИДД²Д³ регулятором увеличивается в 3,2 раза, с ПИДД² регулятором – в 1,9 раза, с ПИД регулятором – в 1,4 раза) и ухудшает качественные показатели ($I_{m,\lambda}$ в АСР с ПИДД²Д³ регулятором увеличивается в 2,5 раза, с ПИДД² регулятором – в 1,8 раза и заметно меньше, в 1,3 раза, для АСР с ПИД регулятором). Переходные процессы и АЧХ для этого случая представлены на рис. 2 в,г.

Анализ переходных процессов и АЧХ, приведенных на рис. 2 в,г, со всей очевидностью говорит о необходимости робастной компромиссной настройки, результаты которой приведе-

ны в табл. 1 (строки “робастная”). Переходные процессы и АЧХ для полученных робастных настроек показаны на рис. 3.

Как видно из рис. 3 б,г, условие соблюдения заданного запаса устойчивости при варьировании времени запаздывания выполняется ($M_{дон} \leq 1,618$, $M_{дон}^{var} \leq 1,618$), но при этом качественный показатель $I_{m,\lambda}$ для исходного объекта, обусловленный требованиями компромисса, снижается (площадь под переходными процессами на рис. 3а увеличивается по сравнению с процессами на рис. 2а в 1,4 раза для ПИДД²Д³ регулятора, в 1,25 раза – для ПИДД² регулятора и в 1,12 раза – для ПИД регулятора).

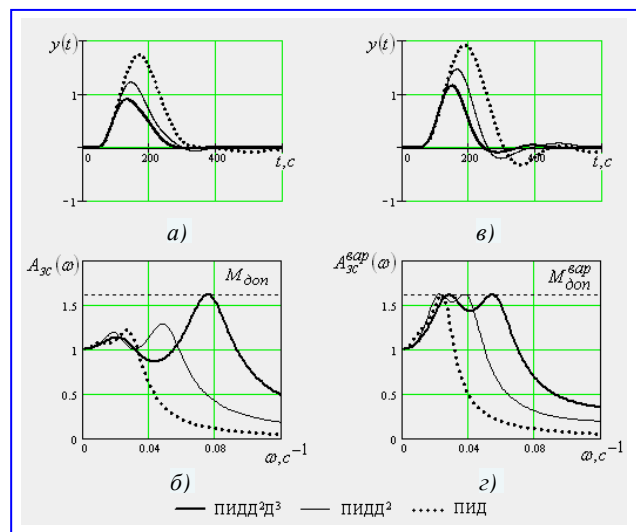


Рис. 3. Переходные процессы и АЧХ для АСР с робастными настройками многопараметрических регуляторов: а, б – для исходного объекта с запаздыванием τ ; в, г – для варьированного объекта с запаздыванием $\tau_{вар}$

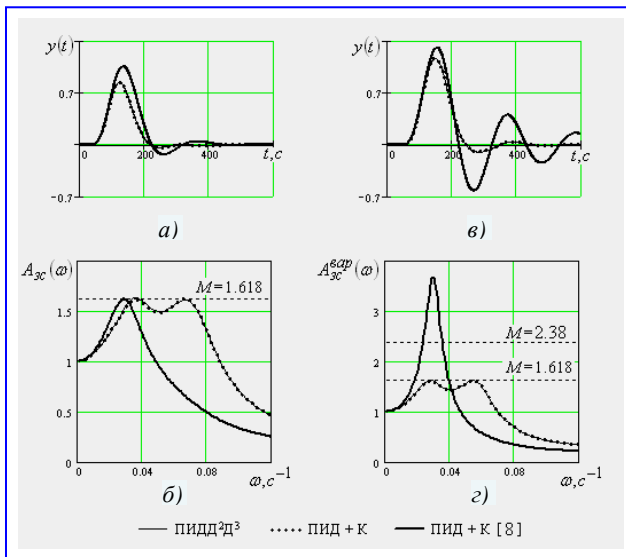


Рис. 4. Переходные процессы и АЧХ для АСУ с ПИД²Д³ регулятором и с ПИД регулятором, дополненным компенсатором запаздывания: а, б – обычная настройка для исходного объекта с запаздыванием τ ; в, г – робастная настройка для объекта с запаздыванием $\tau_{вар}$

Однако следует обратить внимание на то, что разница между переходными процессами (рис. 3 а,в) при соответствующих им τ и $\tau_{вар}$ заметно уменьшается по сравнению с аналогичными процессами на рис. 2 а,в для обычной настройки на исходный объект.

Результаты анализа АСУ с компенсатором запаздывания и ПИД регулятором, а также результаты для этой же структуры, взятые из [8], приведены в табл. 2 и на рис. 4. Как уже отмечалось выше, передаточная функция такого управляющего устройства $W_{yy}(s)$ (6) полностью идентична передаточной функции ПИД²Д³ регулятора (3), что достаточно наглядно и показано на рис. 4 (пунктирные и тонкие сплошные линии). Там же для сравнения (толстая сплошная линия) показаны переходные процессы (рис. 4 а,в) и АЧХ (рис. 4 б,г), построенные по данным, взятым из [8]. Анализ табличных данных показывает, что оптимально настроенное управляющее устройство $W_{yy}(s)$ и идентичный ему ПИД²Д³ регулятор при одном и том же ограничении на запас устойчивости ($M_{дон} \leq 1,618$) имеют интегральный показатель $I_{м,л}$ в 1,5 раза меньше по сравнению с тем же показателем, полученным в [8]. Поскольку в работе [8] робастная настройка не определялась, на рис. 4 в,г переходный процесс и АЧХ для варьированного объекта (толстая сплошная линия) показаны при обычной настройке и в сравнении с авторскими робастными настройками по критерию $I_{м,л}$ уступают примерно в 2 раза.

Как уже отмечалось выше, требование робастности настроек, определяемое соблюдением заданного запаса устойчивости при изменении параметров объекта (в нашем случае изменение времени запаздывания от τ до $\tau_{вар}$), в зависимости от вероятности такого изменения может быть различным. При этом, чем меньше

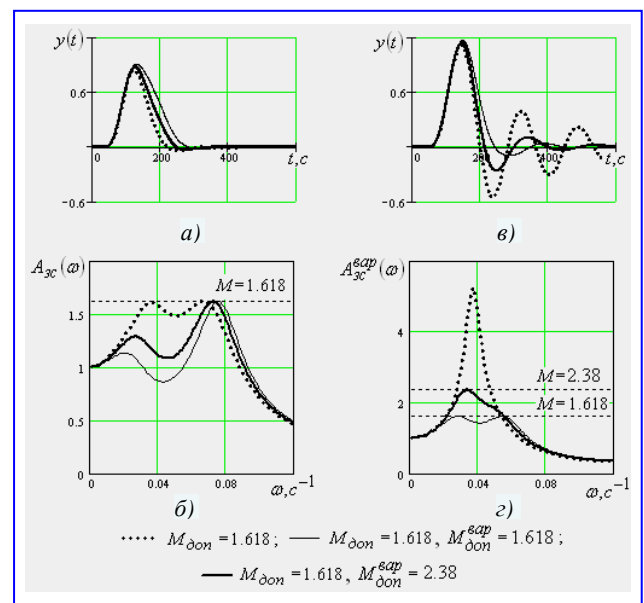


Рис. 5. Переходные процессы и АЧХ для АСУ с ПИД²Д³ регулятором (обычная и робастные настройки): а, б – для исходного объекта с запаздыванием τ ; в, г – для варьированного объекта с запаздыванием $\tau_{вар}$

вероятность изменения параметров объекта, тем мягче могут быть ограничения на заданный показатель колебательности $M_{дон}^{вар}$. В этом случае качественные показатели АСУ для исходного объекта повышаются. По результатам табл. 1 для ПИД²Д³ регулятора (строки робаст. 1 и робаст. 2) построены переходные процессы и АЧХ (рис. 5).

Снижение требования по $M_{дон}^{вар}$ – с $M = 1,618$ до $M = 2,38$ – позволяет уменьшить интегральный показатель $I_{м,л}$ для исходного объекта примерно на 20 % (толстая сплошная линия по сравнению с тонкой сплошной линией на рис. 5 а). Пунктирной линией показаны переходные процессы и АЧХ для обычной настройки.

Аналогичные результаты получены для управляющего устройства с ПИД регулятором и компенсатором (табл. 2).

В заключение следует отметить, что предложенная методика позволяет определять робастные оптимальные настроечные параметры, обеспечивающие выполнение условия оптимальности системы регулирования при обеспечении заданного запаса устойчивости при любых возможных вариациях динамических характеристик объекта регулирования, включая как отдельные параметры (запаздывание, коэффициент усиления, постоянные времени), так и возможное изменение передаточной функции объекта в целом. Метод практически не накладывает ограничений на структуру и число настроечных параметров управляющего устройства, что позволяет успешно проводить широкий круг исследовательских процедур для сложных многопараметрических систем управления на стадии проектирования и выдавать соответствующие рекомендации по целесообразной структуре управляющего устройства для широкого спектра объектов регулирования.

Анализ проведенных исследований позволяет сделать вывод о том, что переход от ПИД регулятора к более сложным многопараметрическим алгоритмам управляющего устройства при условии их оптимальной настройки с применением численных эволюционных алгоритмов оптимизации дает значительное повышение качественных показателей регулирования в одноконтурных АСР. Сама же практическая реализация предлагаемых алгоритмов управления в современных микропроцессорных контроллерах не встретит принципиальных затруднений, поскольку достаточно модифицировать лишь компьютерные программы, реализующие эти алгоритмы. Особенно эффективным и обоснованным такой подход становится при регулировании объектов, не имеющих вспомогательных информационных сигналов, позволяющих синтезировать многоконтурные системы управления.

Николай Иванович Смирнов – канд. техн. наук, доцент каф. АСУТП, Владимир Романович Сабанин – канд. техн. наук, доцент каф. АСУТП, Андрей Иванович Репин – инженер, ассистент каф. АСУТП МЭИ.
 Телефон (495) 362-77-20.
 E-mail: RepinAI@mpei.ru

Список литературы

1. Смирнов Н.И., Сабанин В.Р., Репин А.И. Оптимизация одноконтурных АСР с многопараметрическими регуляторами // Промышленные АСУ и контроллеры. 2005. № 7.
2. Смирнов Н.И., Сабанин В.Р., Репин А.И. Чувствительность одноконтурных АСР с многопараметрическими регуляторами // Сборник трудов конференции Control 2005, МЭИ, 2005.
3. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Параметрическая оптимизация и диагностика с использованием генетических алгоритмов // Промышленные АСУ и контроллеры. 2004. № 12.
4. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Модифицированный генетический алгоритм для задач оптимизации и управления // Exponenta Pro. Математика в приложениях. 2004. № 3, 4.
5. Стафийчук Б.Г. Синтез оптимального линейного регулятора для объектов с запаздыванием // Доклады научнотехнической конференции по итогам научноисследовательских работ за 1964-1965 годы. Секция теплоэнергетическая. Подсекция автоматизации производственных процессов, МЭИ, 1965.
6. Гриценко А.В. Улучшение качества алгоритма управления "Предиктор Смита" посредством автоматического вычисления времени запаздывания // Промышленные АСУ и контроллеры. 2004. № 12.
7. Шавров А.А. Компенсатор транспортного запаздывания в системах автоматического управления // Вестник РГАЗУ: Агроинженерия. М., 2004.
8. Шавров А.А., Солдатов В.В., Шавров А.В. Многопараметрические регуляторы и компенсаторы транспортного запаздывания в автоматических системах // Сборник трудов конференции Control 2005, МЭИ, 2005.
9. Шавров А.В., Коломиец А.П. Автоматика. М.: Колос, 1999.
10. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Универсальная программа для оптимизации многоэкстремальных задач "Optim-MGA" // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2004610862. Российское агентство по патентам и товарным знакам / (Роспатент). Москва, 8 апреля 2004.
11. Osmera P. Basic principles of evolutionary computation. 11th Zittau Fuzzy Colloquium, 2004.

Sharp расширяет температурный диапазон 32-разрядных микроконтроллеров

32-разрядные SoCs на базе ARM9 серии BlueStreak компании Sharp рассчитаны теперь для работы в расширенном температурном диапазоне. Об этом международное электронное предприятие сообщило на выставке embedded world в Нюрнберге. Благодаря новому диапазону рабочих температур от -40 до $+85$ °C оба процессора LH7A400 и LH7A404 представляют собой идеальное решение для приложений, работающих в условиях экстремальных температур, как, например, установок, эксплуатирующихся в тяжелых промышленных условиях, или для бытовой электроники, работающей в автомобилях. Этим усовершенствованием микроконтроллеров Sharp вновь подтверждает свое постоянное стремление разрабатывать эффективные компоненты, которые отвечают новейшим требованиям клиентов и рынка. Уже после апгрейда, проведенного в 2005 г., SoCs LH7A400 и LH7A404 работают на скоростях 245 МГц и соответственно 266 МГц и притом во всем промышленном температурном диапазоне, на работу в котором уже рассчитаны все остальные процессоры серии BlueStreak.

Будучи способными работать в расширенном температурном диапазоне, SoCs могут использоваться в промышленных установках, а также в приложениях, эксплуатирующихся на улице. К областям применения относятся, кроме прочего, управляющие системы автоматизации производства с программированием и процессорным управлением, интерфейсы человек-машина, а также банкоматы, торговые и билетные автоматы и информационные терминалы, эксплуатирующиеся на улице. Процессоры также хорошо пригодны для использования в системах безопасности и контроля. Далее, LH7A400 и LH7A404 особенно хороши для разработок следующих поколений автомобильных Infotainment-систем, объединяющих навигационные, аудио и видео функции и средства мобильной связи.

SoCs LH7A400 и LH7A404 отличаются универсальностью, обусловленной высокой производительностью процессора, высоким уровнем интеграции и исключительно низким потреблением энергии. Помимо этого чипы серии BlueStreak обладают обширным комплектом периферийных блоков, к которым, кроме прочего, относятся LCD-контроллеры с интегрированной поддержкой сенсорного экрана. Таким образом, процессоры Sharp являются идеальным решением для самых различных приложений при одновременно низких системных затратах. Поэтому SoCs серии BlueStreak пригодны не только для требований проектирования в промышленном секторе, но также и для мобильных устройств следующих поколений, например, для игровых Handheld-консолей или для переносных медийных и DVD-проигрывателей. Они демонстрируют также отличные качества в PDA, GPS-приемниках, измерительных устройствах и переносных медицинских приборах.

Телефон +49 (0)180/5073507. Факс +49 (0)40/2376-2232. E-mail: infosme@seeg.sharp-eu.com