

СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ ОБЪЕКТОВ С ЗАПАЗДЫВАНИЕМ ДЛЯ НАСТРОЙКИ РЕГУЛЯТОРОВ СМИТА

В.Я. Карташов, Д.Ю. Сахнин

Кемеровский государственный университет

E-mail: kartash@ic.kemsu.ru

Предложено построение цифрового регулятора Смита на основе принципа эквивалентности моделей динамических объектов с запаздыванием.

Синтез систем управления, как правило, начинается с определения модели объекта. На практике информацию об объекте получают в виде доступных непосредственному измерению входов и выходов. Фактически всегда в объектах наблюдается временная задержка τ реакции на воздействие, характерная для теплоэнергетических, химических, металлургических процессов. Известно, что запаздывание отрицательно сказывается на устойчивости, точности и качестве замкнутой системы [1]. Для решения этой проблемы существует множество способов. Наиболее распространенным способом является использование методов компенсации запаздывания (например, регуляторы Смита, Ресвика и др.) [2]. Эти регуляторы имели существенный недостаток с точки зрения практической реализации элемента запаздывания на аналоговой технике [3]. Реализация такого элемента, у которого время запаздывания могло бы изменяться в широких пределах, весьма затруднительна. Появление цифровой техники позволило решить указанную проблему. Однако, в обоих случаях необходимо достаточно точно знать математическую модель инерционной части объекта, которая не содержит запаздывания, а также необходимо точно знать величину запаздывания [3].

Наибольшее распространение получили методы параметрической идентификации, основанные на том, что принятая модель должна хорошо аппроксимировать экспериментальные данные. Точность восстановленной величины запаздывания во многом определяется соответствием математической модели объекту, а именно ее инерционной части, которая не содержит запаздывания. При наличии структурных отклонений модели время запаздывания значительно отличается от действительного. Использование таких моделей для регуляторов типа Смита не приводит к желаемым результатам.

Математические модели, у которых равенство входных воздействий влечет за собой равенство ответных реакций, в работе [4] называют эквивалентными. В работе [5] утверждают, что о строгой эквивалентности можно говорить при совпадении динамических свойств объекта и модели. Предложенный в [6] модифицированный метод В. Висковатова структурно-параметрической идентификации, основанный на теории непрерывных дробей, по-

зволяет построить дискретную модель, строго эквивалентную непрерывному объекту.

Суть метода заключается в том, что на основе дискретных вход-выходных данных формируется расчетная идентифицирующая матрица. Первые две строки этой матрицы образуют последовательные измерения входной и выходной переменных, а остальные элементы рассчитываются рекуррентным соотношением до тех пор, пока не появляется строка с нулевыми элементами. Первый столбец до нулевой строки определяет структуру и значения параметров дискретной передаточной функции (ДПФ). Причем, если во второй строке в измерениях реакции объекта (в отклонениях) первые k элементов нулевые, то осуществляется сдвиг строки на k элементов влево, который определяет запаздывание в дискретном представлении с точностью до величины шага дискретизации. В результате получают ДПФ объекта в виде:

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} z^{-d} = \frac{P_n(z)}{Q_n(z)} z^{-d}, \quad (1)$$

где n – порядок модели, определенный размерностью матрицы, а d определяет запаздывание на время $d\Delta t$. Полученная модель (1) обладает такими же динамическими свойствами, как и непрерывный объект, т. к. между нулями и полюсами, непрерывного объекта $G(s)$ и дискретной модели с помощью согласованного Z -преобразования $z = e^{s\Delta t}$ устанавливается взаимно-однозначное соответствие. Проведенные многочисленные модельные исследования для объектов: апериодических, устойчивых и неустойчивых, неминимально-фазовых и т. п. полностью подтвердили достоверность восстановленных непрерывных передаточных функций инерционной части линейных динамических объектов. Исследования показали, что эквивалентность между непрерывными объектами и дискретными моделями осуществляется при выборе шага дискретизации Δt из множества значений периодов дискретизации ($\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max}$) [6].

Строгая эквивалентность приводит к следующей структурной схеме компенсатора Смита (рис. 1). Здесь $G_0(s)$ – передаточная функция объекта без запаздывания, $e^{-\tau s}$ – передаточная функция звена запаздывания, $G_0^*(z)$ – дискретная передаточная функция объекта без запаздывания, z^{-d} – дискретная передаточная функция звена запазды-

вания, $R(z)$ – цифровой регулятор, y – выходной сигнал объекта, x – желаемое поведение объекта, u – управляющее воздействие.

Такую систему можно реализовать только в случае, когда время запаздывания τ объекта управления кратно шагу дискретизации Δt .

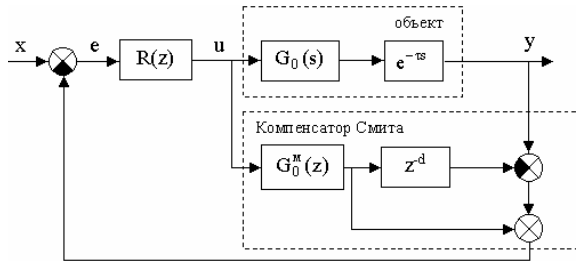


Рис. 1. Компенсатор Смита в цифровой системе

На первом этапе по известным вход-выходным переменным с помощью модифицированного алгоритма В. Висковатова восстанавливается ДПФ $G(z)$ объекта с некоторым шагом дискретизации Δt . Поскольку интервал $(\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$ заранее неизвестен, необходимо выработать критерий, позволяющий утверждать, что восстановленная ДПФ $G(z)$ является эквивалентной объекту.

В работе [6] показано, что при выборе Δt из интервала $(\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$ образы нулей и полюсов в s -плоскости, полученные с помощью обратного

Z -преобразования $s = \frac{\ln(z)}{\Delta t}$, остаются неподвижными.

Учитывая это, можно предложить следующий алгоритм определения ДПФ $G(z)$, эквивалентной непрерывному объекту:

- 1) алгоритм идентификации включает вход-выходную информацию с некоторым шагом дискретизации Δt ;
- 2) с помощью модифицированного алгоритма В. Висковатова восстанавливают ДПФ $G^k(z)$ для шага $k\Delta t$ (для начала $k=1$);
- 3) с использованием того же алгоритма восстанавливают ДПФ $G^{k+1}(z)$ для шага $(k+1)\Delta t$;
- 4) если порядки ДПФ $G^k(z)$ и $G^{k+1}(z)$, а также образы нулей и полюсов в s -плоскости совпадут, то можно утверждать, что $G^k(z)$ и $G^{k+1}(z)$ являются эквивалентными непрерывному объекту и $k\Delta t \in (\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$, $(k+1)\Delta t \in (\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$. В противном случае необходимо увеличить k на единицу и вернуться к пункту 3.

Таким образом, вариация шага дискретизации Δt позволяет извлечь дополнительную информацию об объекте, с помощью которой устанавливается факт эквивалентности полученной модели.

Для объектов с запаздыванием существует своя специфика, связанная с тем, что время запаздывания τ восстанавливается только в случае, когда оно кратно шагу дискретизации Δt . В случае, если время запаздывания τ не кратно шагу дискретизации Δt , его можно представить в виде $\tau = d\Delta t + d\Delta\tau$, где

$d = [\tau/\Delta t]$. Дискретная передаточная функция объекта $G(z)$ точно идентифицирует только часть запаздывания, равную $d\Delta t$, т. е. передаточная функция будет содержать множитель z^{-d} . Оставшаяся часть $\Delta\tau$ окажет влияние на свойства цифровой системы управления, так как информация о $\Delta\tau$ потеряна.

Принцип вариации шага дискретизации позволяет выбрать Δt из интервала $(\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$ так, чтобы оно было кратным τ (при условии что $\tau \geq \Delta t_{\min}$). Таким образом, возникают две задачи: 1) оценить время запаздывания τ при условии, что известна ДПФ объекта; 2) определить интервал $(\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$.

Для определения времени запаздывания с заданной точностью теоретически обоснован подход, основанный на следующей последовательности действий:

- 1) по ДПФ $G(z)$ однозначно восстанавливается непрерывная передаточная функция (НПФ) $G(s)$, по которой с известным входным воздействием определяется непрерывная реакция объекта в виде аналитической зависимости;
- 2) начиная с первого ненулевого значения реакции объекта, осуществляется обратное табулирование полученной зависимости, при котором определяется значение аргумента, соответствующего нулевому значению реакции; зная момент начала действия входного воздействия и полученное значение времени, определяется время запаздывания с точностью, определяемой точностью табулирования.

Для определения Δt_{\max} при решении задачи структурно-параметрической идентификации в работе [6] было сформулировано условие SP-идентифицируемости: если предположить, что кроме действительных нулей и полюсов существуют пары комплексно-сопряженных нулей и полюсов непрерывной передаточной функции $s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n, s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n$ соответственно, то мнимые части указанных особых точек должны удовлетворять условию SP-идентифицируемости в следующей форме:

$$\Delta t \cdot \max | \operatorname{Im}[s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n, s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n] | < \pi,$$

где Δt – величина шага дискретизации. Однако, если все особые точки вещественны, не удается воспользоваться условием SP-идентифицируемости. В этом случае для определения Δt_{\min} и Δt_{\max} приходится использовать поисковый метод: принимая некоторый шаг дискретизации за начальный, постепенно уменьшать (увеличивать) его значение до тех пор, пока все особые точки сохраняют свое местоположение (с заданной точностью).

Перебор шага дискретизации неэффективен в автоматических системах управления, поскольку приводит к излишней загрузке вычислительной техники. Поэтому для оценки этого интервала доказано **утверждение**: если объект имеет действительные нули $s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n$ и полюса $s_1^n, s_2^n, \dots, s_n^n$, то для выбора шага дискретизации $\Delta t \in (\Delta t_{\min}, \Delta t_{\max})$, позволяющего построить с помощью модифицированного алгоритма В. Висковатова его дискретную модель, справедливы следующие соотношения:

$$\Delta t_{\min} = - \frac{\ln(1 - \varepsilon)}{\left| \max(s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n, s_1^n, s_2^n, \dots, s_n^n) \right|}, \quad (2)$$

$$\Delta t_{\max} = - \frac{\ln(\varepsilon)}{\left| \min(s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n, s_1^n, s_2^n, \dots, s_n^n) \right|}, \quad (3)$$

где ε – некоторая заданная величина сколь угодно малая (причем $\varepsilon > 0$).

Значения нулей $s_1^n, s_2^n, \dots, s_m^n$ и полюсов $s_1^n, s_2^n, \dots, s_n^n$ определяют на этапе построения эквивалентной ДПФ. Величину ε задают в зависимости от точности проводимых расчетов.

Таким образом, разработанный подход восстанавливает ДПФ, эквивалентную объекту управления, определяет с заданной точностью время запаздывания и позволяет выбрать шаг дискретизации, кратным времени запаздывания. Следовательно, предлагаемый алгоритм позволяет воспользоваться регуляторами Смита (а также регуляторами Ватанабе, Солодовникова и др.) для синтеза цифровых систем регулирования объектами с запаздыванием.

Пример.

Рассмотрим апериодический объект второго порядка с НПФ вида:

$$G(s) = \frac{1}{(3s + 1)(5s + 1)} e^{-5,2s}. \quad (4)$$

Переходная характеристика объекта описывается временной функцией

$$y(t) = \begin{cases} 0, & t < \tau, \\ 1 + 1,5e^{-\frac{t-\tau}{3}} - 2,5e^{-\frac{t-\tau}{5}}, & t \geq \tau. \end{cases}$$

Проведем дискретизацию функции $y(t)$ с шагом $\Delta t = 1$ с. Предположим, что измерены значения выходной переменной в моменты $\{n\Delta t\}_0^\infty$, которые являются исходной информацией для синтеза системы регулирования: $y(0)=0; y(1)=0; y(2)=0; y(3)=0; y(4)=0; y(5)=0; y(6)=0,018533; y(7)=0,079027; y(8)=0,161838; y(9)=0,253488; y(10)=0,345613; y(11)=0,433282; y(12)=0,513834; y(13)=0,58607; y(14)=0,649717; \dots$

Согласно модифицированному алгоритму В. Висковатова [6] элементы второй строчки идентифицирующей матрицы сдвигаются до первого ненулевого элемента, и она принимает вид, соответствующий табл. 1.

Таблица 1. Идентифицирующая матрица для $n\Delta t = 1$ с

1	1	1	1	1	1	1
0,018533	0,079027	0,161838	0,253488	0,345613	0,433282	0,513834
-3,2641	-7,73243	-12,6776	-17,6485	-22,3789	-26,7225	-
1,89516	4,84848	8,27077	11,7924	15,19126	-	-
-0,189417	-0,480204	-0,815527	-1,159731	-	-	-
0,0231802	0,0586956	0,099367	-	-	-	-
0	0	-	-	-	-	-

Так как в седьмой строчке появились нули, расчет матрицы прекращается, а из элементов первого столбца формируется непрерывная дробь

$$G(z) = \frac{0,018533z^{-6}}{1 + \frac{-3,2641z^{-1}}{1 + \frac{1,89516z^{-1}}{1 + \frac{-0,189417z^{-1}}{1 + 0,231802z^{-1}}}}},$$

свернув которую, получим ДПФ следующего вида:

$$G(z) = \frac{0,018533z^{-1} + 0,03204z^{-2} + 0,000811z^{-3}}{1 - 1,535262z^{-1} + 0,586646z^{-2}} z^{-5}. \quad (5)$$

Заметим, что в числителе (5) сомножитель z^{-1} обеспечивает условие физической реализуемости процесса. Данная модель имеет два полюса: $z_1^n = 0,716532; z_2^n = 0,81873$ и два нуля: $z_1^n = -1,703154; z_2^n = -0,02568$. Согласно взаимно-однозначному отображению в s -плоскости будем иметь полюса $s_1^n = -0,333332, s_2^n = -0,2$; а так как $z_1^n < 0, z_2^n < 0$, то согласно исследованиям, проведенным в работе [6], в НПФ эти нули отсутствуют. Время запаздывания в этом случае примет значение

$$\tau = d \cdot \Delta t = 5 \cdot 1 = 5 \text{ с.}$$

Для проверки эквивалентности полученной ДПФ объекту проведем дискретизацию функции $y(t)$ с шагом $\Delta t = 2$ с. Значения выходной переменной в моменты времени $\{n\Delta t\}_0^\infty$ имеют вид: $y(0)=0; y(2)=0; y(4)=0; y(6)=0,018533; y(8)=0,161838; y(10)=0,345613; y(12)=0,513834; y(14)=0,649717; y(16)=0,752673; y(18)=0,827781; \dots$

Согласно модифицированному алгоритму В. Висковатова [6] элементы второй строчки идентифицирующей матрицы сдвигаются до первого ненулевого элемента, и она принимает вид табл. 2.

Таблица 2. Идентифицирующая матрица для $n\Delta t = 2$ с

1	1	1	1	1	1	1
0,018533	0,161838	0,345613	0,513834	0,649717	0,752673	0,827781
-7,732429	-17,64846	-26,725289	-34,05723	-39,6125	-43,6652	-
6,450034	15,192199	23,320822	29,93433	34,96548	-	-
-0,072972	-0,159352	-0,236489	-0,298072	-	-	-
0,17163	0,374795	0,556222	-	-	-	-
0	0	-	-	-	-	-

Так как в седьмой строчке появились нули, расчет матрицы прекращается, а из элементов первого столбца формируется непрерывная дробь

$$G(z) = \frac{0,018533z^{-3}}{1 + \frac{-7,732429z^{-1}}{1 + \frac{6,450034z^{-1}}{1 + \frac{-0,072972z^{-1}}{1 + 0,17163z^{-1}}}}},$$

свернув которую, получим ДПФ следующего вида:

$$G(z) = \frac{0,018533z^{-1} + 0,121367z^{-2} + 0,020516z^{-3}}{1 - 1,183737z^{-1} + 0,344154z^{-2}} z^{-2}. \quad (6)$$

Данный объект имеет два полюса $z_1^n = 0,7513417; z_2^n = 0,67032$ и два нуля: $z_1^n = -6,37503; z_2^n = -173649$. Согласно взаимно-однозначному отображению в s -плоскости будем иметь полюса $s_1^n = -0,333332,$

$s_2^n = -0,2$; а так как $z_1^n < 0$, $z_2^n < 0$, то в НПФ эти нули отсутствуют. Время запаздывания в этом случае примет значение $\tau = d \cdot \Delta t = 2 \cdot 2 = 4$ с.

Как видим, для $\Delta t = 1$ с и $\Delta t = 2$ с получили ДПФ (5), (6), образы нулей и полюсов которых совпали в s -плоскости. Следовательно, можно сделать вывод, что полученные ДПФ (5), (6) являются эквивалентными непрерывному объекту. Действительно, если посмотреть на НПФ (4), то она имеет два полюса $s_1^n = -0,333332$, $s_2^n = -0,2$, что полностью соответствует полученному результату. Однако время запаздывания отличается: для $\Delta t = 1$ с получили $\tau = 5$ с, а для $\Delta t = 2$ с значение $\tau = 4$ с.

Перейдем ко второму этапу – определим время запаздывания. Для этого ДПФ (5) преобразуем к НПФ. В результате получим непрерывную передаточную функцию

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{1}{0,333332}s + 1\right)\left(\frac{1}{0,2}s + 1\right)}$$

Восстановим непрерывную реакцию линейного объекта при единичном ступенчатом входном воздействии [7]: $y(t) = 1 + 1,500015e^{-0,333332t} - 2,500015e^{-0,2t}$.

Для нахождения времени запаздывания τ зафиксируем первое ненулевое измерение переходной характеристики $y(t) = 0,018533$ и момент времени $t = 6$ с. Составим уравнение относительно неизвестной величины транспортного запаздывания τ , которое принимает вид:

$$0,018533 = 1 + 1,500015e^{-0,333332(6-\tau)} - 2,500015e^{-0,2(6-\tau)}$$

Полагая $\tau = 6$ с, итерационно уменьшаем значение $\tau = \tau - \varepsilon$ до тех пор, пока не получим численное решение уравнения с заданной точностью ε . При $\varepsilon = 0,01$ с время запаздывания $\tau = 5,2$ с. Сравнивая полученные результаты с исходной функцией (4), видим, что полностью восстановили НПФ объекта:

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{1}{0,333332}s + 1\right)\left(\frac{1}{0,2}s + 1\right)} e^{-5,2s}$$

Данный объект имеет два полюса $s_1^n = -0,333333$ и $s_2^n = -0,2$. Возьмем $\varepsilon = 0,05$ с и определим Δt_{\min} , Δt_{\max} . Подставляя $s_1^n = -0,333333$, $s_2^n = -0,2$ и $\varepsilon = 0,05$ в формулы (2) и (3), соответственно получим

$$\Delta t_{\min} = -\frac{\ln(1 - 0,05)}{|\max(-0,333332; -0,2)|} = \frac{\ln(0,95)}{-0,2} \approx 0,26 \text{ с,}$$

$$\Delta t_{\max} = -\frac{\ln(0,05)}{|\min(-0,333332; -0,2)|} = \frac{\ln(0,05)}{-0,333332} \approx 8,99 \text{ с.}$$

Таким образом, для восстановления ДПФ с помощью модифицированного алгоритма В. Висковатова шаг дискретизации Δt необходимо выбирать из интервала (0,26; 8,99).

Для синтеза системы регулирования теперь можно выбрать шаг дискретизации кратный времени запаздывания $\tau = 5,2$ с. В интервале (0,26; 8,99) таких

значений несколько (например, 1,3 с; 2,6 с; 5,2 с). Возьмем шаг дискретизации $\Delta t = 5,2$ с и построим цифровой регулятор с компенсатором Смита.

Структурная схема компенсатора Смита представлена на рис. 1. Пусть желаемое входное воздействие x является единичной ступенчатой функцией. Построим оптимальный по быстродействию регулятор $R(z)$.

$$\text{Тогда: } G_0(s) = \frac{1}{(s + 0,333332)(s + 0,2)}, \quad e^{-\tau s} = e^{-5,2s}$$

ДПФ объекта для шага дискретизации $\Delta t = 5,2$ с, полученная с помощью модифицированного алгоритма В. Висковатова, примет вид:

$$G(z) = \frac{0,381405z^{-1} + 0,150899z^{-2}}{1 - 0,530149z^{-1} + 0,062453z^{-2}}$$

$$\text{Откуда } G_0^*(z) = \frac{0,381405z^{-1} + 0,150899z^{-2}}{1 - 0,530149z^{-1} + 0,062453z^{-2}}$$

$d=1$. ДПФ регулятора, определенная с помощью теории полиномиальных уравнений [8] по ДПФ G_0^* , имеет вид:

$$R(z) = \frac{1,878625 - 0,995951z^{-1} + 0,117327z^{-2}}{1 - 0,716517z^{-1} - 0,283483z^{-2}}$$

Результаты моделирования представлены в виде графиков переходного процесса $y(t)$ (рис. 2) и изменения управляющего воздействия $u(t)$ (рис. 3).

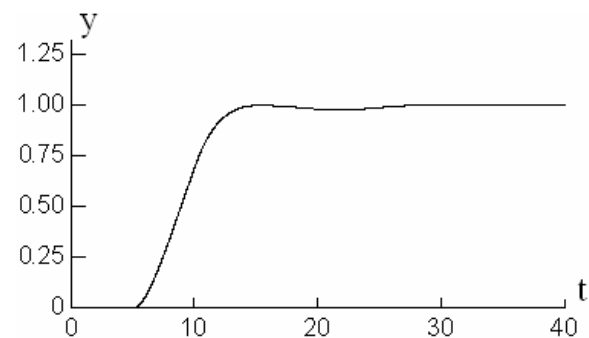


Рис. 2. Переходный процесс на выходе объекта

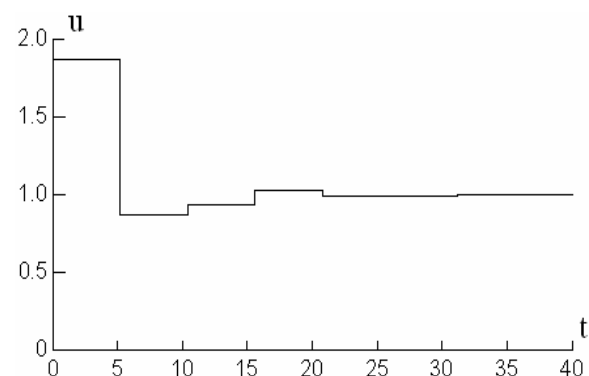


Рис. 3. Управляющее воздействие

Результаты моделирования показали, что полученная цифровая модель объекта с запаздыванием позволяет провести настройку цифрового регулятора с компенсатором Смита.

В работе предложен алгоритм для получения дискретной модели, эквивалентной непрерывному объекту, по исходным данным вход-выходных переменных. Алгоритм включает в себя следующие шаги: 1) идентификация объекта с помощью критерия, позволяющего восстановить ДПФ, эквивалентную объекту; 2) определение времени запаздывания с помощью полученной ДПФ

объекта; 3) определение интервала (Δt_{\min} , Δt_{\max}) для выбора шага дискретизации, позволяющего идентифицировать эквивалентную ДПФ объекта с помощью модифицированного алгоритма В. Висковатова. Разработанный алгоритм можно использовать при автоматизации технологических процессов, обладающих значительным запаздыванием.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рей У. Методы управления технологическими процессами. – М.: Мир, 1983. – 368 с.
2. Мышляев Л.П., Авдеев В.П., Карташов В.Я., Купчик М.Б. Алгоритмизация управления объектами с запаздыванием. – Кемерово: КемГУ, 1989. – 83 с.
3. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. – М.: Машиностроение, 1974. – 328 с.
4. Кочубиевский И.Д. Системы нагружения для исследования и испытаний машин и механизмов. – М.: Машиностроение, 1985. – 224 с.
5. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления. – М.: Наука, 1985. – 296 с.
6. Карташов В.Я. Эквивалентность дискретных моделей – реальность? // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2006. – № 8. – С. 40–44.
7. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. – М.: Машиностроение, 1982. – 504 с.
8. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами. – М.: Наука, 1986 – 240 с.

Поступила 06.10.2007 г.

УДК 681.51

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ

В.С. Лещёв, А.А. Шилин, А.А. Светлаков

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
E-mail: npowest@tomsk.ru

Рассматривается программный комплекс, предназначенный для реализации на недорогих промышленных контроллерах различных алгоритмов управления, построенных на базе функциональных блоков. Приводится пример программирования на языке функциональных блок-диаграмм алгоритма автоматизации реального технологического процесса.

Введение

В последние годы для создания автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП) широкое применение получили различные технологические языки программирования, доступные для понимания не только программистам, но и инженерам-технологам. В результате в настоящее время мы имеем программные пакеты для создания интерфейса человек-машина и программного обеспечения операторских станций АСУ ТП (SCADA) [1]. В связи с тем, что технологические языки легко поддаются унификации, таких программных пакетов разработано превеликое множество, и, более того, под них разрабатываются собственные языки программирования. Для того, чтобы как-то упорядочить этот процесс, в 1993 г. был принят стандарт Международной Электротехнической Комиссии IEC-1131-3 [2]. Стандарт описывает пять языков программирования программируемых логических контроллеров (ПЛК): *Sequential Function Chart (SFC)*, *Function Block Diagram (FBD)*, *Ladder Diagrams (LD)*, *Structured Text (ST)*, *Instruction*

List (IL) [3]. Наиболее популярными среди программистов являются языки ST и IL, так как они вобрала в себя наиболее общие операторы языков программирования типа *Pascal* и *Assembler*.

Практика показала, что для инженеров-технологов наиболее понятен язык **функциональных блок-диаграмм (FBD)**. Язык FBD служит для построения и детального описания алгоритмов управления технологическими процессами. Он позволяет пользователю для систем любой сложности построить блок-схему алгоритма управления, состоящую из библиотечных блоков. Программный комплекс «АКИАР», разработанный программистами ООО «НПО ВЭСТ» (г. Томск) в сотрудничестве с кафедрой информационно-измерительной техники Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, позволяет работать именно с этим языком программирования и имеет ряд особенностей, отличающих его от аналогичных программных продуктов. На этих особенностях остановимся чуть позже, а пока обратим внимание на то, что стандарт МЭК IEC-1131 носит