



Модальные регуляторы для промышленных объектов с запаздыванием

В.М. Мазуров (НПП "Прогресс"), Фам Ван Нгуен (Тульский ГУ)

Предлагаются новые структуры и методики расчета цифровых модальных регуляторов для объектов второго порядка с запаздыванием различной структуры. Основными элементами структуры являются цифровая модель объекта второго порядка, наблюдатель полного порядка и астатический регулятор состояния. С помощью наблюдателя формируются управляемые на величину запаздывания координаты объекта управления. Предлагаемые регуляторы обеспечивают значительно большее быстродействие в системе и обладают значительными запасами устойчивости по сравнению с типовыми ПИД-регуляторами. Они позволяют получить высококачественное управление инерционными, колебательными и неминимально-фазовыми объектами с запаздыванием в каналах управления и измерения.

В предыдущей статье авторов [1]¹ рассматривалась модель первого порядка с запаздыванием, в данной работе синтезируются алгоритмы управления для объектов второго порядка с запаздыванием. Динамическая модель второго порядка с запаздыванием в каналах управления и измерения более точно описывает динамику значительного числа промышленных объектов управления (многоемкостных инерционных, с колебательными свойствами и неминимально-фазовых). В частности, примером неминимально-фазового объекта можно считать процесс регулирования уровня в котлах тепловых электростанций.

Цифровые модели объектов второго порядка с запаздыванием

Широко распространенной динамической моделью промышленного многоемкостного объекта является инерционная модель второго порядка с запаздыванием в управлении и (или) измерении. Передаточная функция такой модели имеет вид:

$$W(p) = \frac{Ke^{-\tau p}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (1)$$

где K – коэффициент усиления, T_1 , T_2 – постоянные времени, τ – суммарная величина запаздывания в объекте по каналу управления и измерения. Коэффициент усиления может использоваться как в размерной, так и безразмерной форме (%/%).

Для получения дискретной модели объекта введем обозначения: T_k – период квантования, $\tau/T_k = M + c$ – отношение запаздывания к периоду квантования, причем M – целая часть, c – дробная часть отношения. Величину M будем также называть числом тактов запаздывания или величиной задержки в объекте в периодах квантования.

Применяя модифицированное Z -преобразование к передаточной функции (1), получим дискретное описание динамики объекта в координатах: вход $u(k)$, выход $y(k)$:

$$y(k) = a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + b_1 u(k-1-M) + b_2 u(k-2-M) + b_3 u(k-3-M), \quad (2)$$

где коэффициенты объекта вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} d_1 &= e^{-T_k/T_1}, \quad d_2 = e^{-T_k/T_2}, \\ a_1 &= d_1 + d_2, \quad a_2 = -d_1 d_2, \quad B = K/(T_1 - T_2), \\ b_1 &= B(T_1(1 - d_1^{1-c}) - T_2(1 - d_2^{1-c})), \\ b_2 &= -B(a_1(T_1 - T_2) + T_2 d_2^{1-c}(1 + d_1) - T_1 d_1^{1-c}(1 + d_2)), \\ b_3 &= -B d_1 d_2 (T_2(1 - d_2^c) - T_1(1 - d_1^c)). \end{aligned}$$

Описать динамику объекта второго порядка можно и в пространстве состояний, например, в канонической форме наблюдаемости:

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= a_1 x_1(k) + x_2(k) + b_1 u(k), \\ x_2(k+1) &= a_2 x_1(k) + x_3(k) + b_2 u(k), \\ x_3(k+1) &= b_3 u(k). \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь $x_1(k)$ – выход объекта, $x_2(k)$ и $x_3(k)$ – недоступные для измерения внутренние переменные объекта. Удобство этого описания состоит в том, что в нем используются те же коэффициенты, что и в предыдущей модели объекта. Кроме этого, как показали расчеты, только использование этой модели позволяет получить рекуррентные формулы для вычисления коэффициентов наблюдателя полного порядка.

Системы уравнений (2) и (3) описывают динамику и более сложных объектов управления:

- колебательного звена вида:

$$W(p) = \frac{K(T_d p + 1)e^{-\tau p}}{T_1 p^2 + 2\xi T p + 1}, \quad (4)$$

- неминимально-фазового звена вида:

$$W(p) = \frac{K(1 - T_d p)e^{-\tau p}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}. \quad (5)$$

Коэффициенты описания для этих передаточных функций также могут быть получены с помощью модифицированного Z -преобразования.

¹ Мазуров В.М., Мерцалов А.Е., Фам Ван Нгуен Модальные регуляторы для промышленных объектов с запаздыванием // Автоматизация в промышленности. 2006. №9.

Модальный регулятор со статическим наблюдателем

Для объектов с небольшим относительным запаздыванием или с малым уровнем возмущений рекомендуется применять схему регулятора со статическим наблюдателем (рис. 1). Система построена в соответствии с обобщенной структурной схемой системы (рис. 2), приведенной в [1]. Получение оценок упрежденных координат x_1, x_2, x_3 вектора состояния объекта основано на идее переноса суммарного запаздывания в канал измерения модели объекта и применения наблюдателя полного порядка для обеспечения близости движений в объекте и модели.

Методика расчета параметров модального регулятора со статическим наблюдателем

В соответствии с [1] методика расчета основана на использовании принципа разделения и теории модального цифрового управления. Согласно принципу разделения можно отдельно рассчитать параметры контура "наблюдатель – модель" и параметры контура "регулятор – модель ОУ". Такой подход облегчает процедуру расчета и позволяет получить простые расчетные формулы, удобные для применения в свободном программируемых контроллерах.

Рассмотрим только контур "статический наблюдатель – модель объекта". Запишем для него систему уравнений, описывающих динамику этого контура, используя дискретную теорию управления и метод пространства состояний.

Пусть сначала задержка $M = 1$.

Тогда имеем:

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= a_1x_1(k) + x_2(k) - L_2y_M(k), \\ x_2(k+1) &= a_2x_1(k) + x_3(k) - L_3y_M(k), \\ x_3(k+1) &= -L_4y_M(k), \\ y_M(k+1) &= x_1(k) - L_1y_M(k). \end{aligned} \quad (6)$$

Как и ранее, коэффициенты наблюдателя вычислим из равенства характеристического уравнения замкнутой системы и выбранного типа полинома для случая кратных корней:

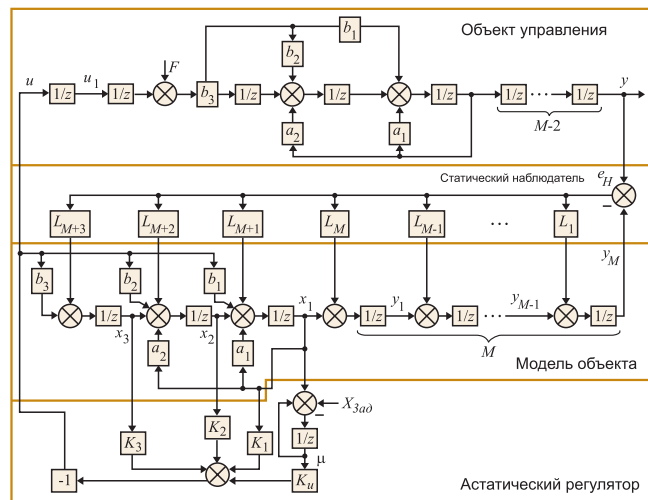


Рис. 1. Структурная схема системы управления с астатическим регулятором и статическим наблюдателем

$$|\Phi_3 - zI| = (b_n - z)^4, \quad (7)$$

где b_n – корень наблюдателя, кратности 4 ($b_n = 0 \div 1$).

Или в раскрытом виде:

$$\begin{vmatrix} a_1 - z & 1 & 0 & -L_2 \\ a_2 & -z & 1 & -L_3 \\ 0 & 0 & -z & -L_4 \\ 1 & 0 & 0 & -L_1 - z \end{vmatrix} = (b_n - z)^4. \quad (8)$$

Раскрывая определитель и полином, приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях z , получим систему линейных алгебраических уравнений, из которых вытекают рекуррентные формулы для коэффициентов наблюдателя:

$$\begin{aligned} L_1 &= a_1 - 4b_n, \\ L_2 &= L_1a_1 + a_2 + 6b_n^2, \\ L_3 &= L_1a_2 - 4b_n^3, \\ L_4 &= b_n^4. \end{aligned} \quad (9)$$

По аналогии, для произвольного значения задержки M получим следующие рекуррентные формулы для вычисления коэффициентов статического наблюдателя полного порядка:

$$\begin{aligned} L_1 &= a_1 + c_1b_n, \\ L_2 &= L_1a_1 + a_2 + c_2b_n^2, \\ &\dots \\ L_i &= L_{i-1}a_1 + L_{i-2}a_2 + c_i b_n^i, \text{ для } i = 3, \dots, M+1, \\ &\dots \\ L_{M+2} &= L_M a_2 + c_{M+2} b_n^{M+2}, \\ L_{M+3} &= (-1)^{M+3} b_n^{M+3}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $c_i = (-1)^i s_{M+3}^i$; s_{M+3}^i – число сочетаний из $M+3$ по i .

Из (10) видно, что благодаря специальной структуре наблюдателя, его параметры не зависят от коэффициентов b_1, b_2, b_3 модели, т.е. от ее статического коэффициента усиления. Поэтому неточности в определении коэффициента усиления модели не сказываются на динамике контура "модель объекта – наблюдатель". Заметим также, что при изменении величины запаздывания в объекте, меняется величина задержки M , число коэффициентов и соответственно структура контура "модель объекта – наблюдатель". Это необходимо учитывать при программировании алгоритма работы этого контура для переменной величины M .

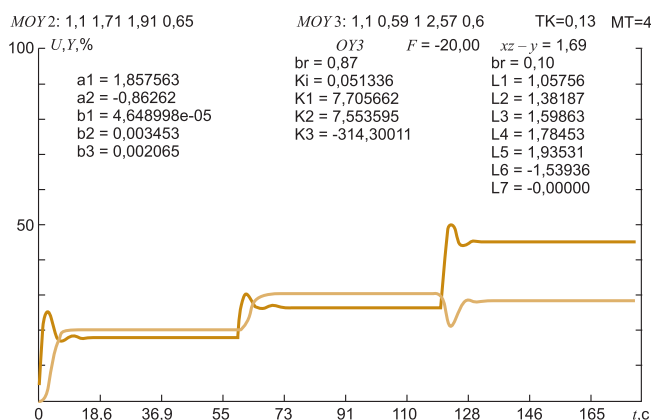


Рис. 2

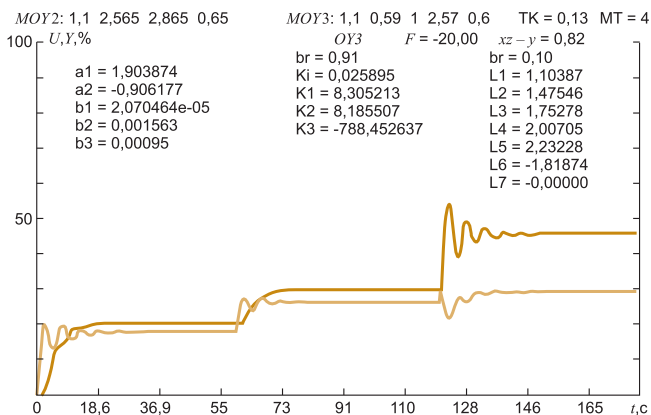


Рис. 3

Далее рассмотрим методику вычисления коэффициентов регулятора состояния. В этой схеме более целесообразно использовать астатический регулятор состояния, как обеспечивающий меньшую величину статической ошибки наблюдения. Астатизм достигается за счет введения дискретного интегратора с выходным сигналом $\mu(k)$ в структуру регулятора. Для расчета параметра астатического регулятора запишем систему разностных уравнений, определяющих динамику только контура "модель объекта – регулятор":

$$\begin{aligned} x_1(k+1) &= a_1 x_1(k) + x_2(k) - b_1 u(k), \\ x_2(k+1) &= a_2 x_1(k) + x_3(k) - d_2 u(k), \\ x_3(k+1) &= b_3 u(k), \\ \mu(k+1) &= x_1(k) - \mu(k), \\ u(k) &= -[K_1 x_1(k) + K_2 x_2(k) + K_3 x_3(k) + K_u \mu(k)]. \end{aligned}$$

Характерной особенностью контура регулирования является то, что регулятор замкнут на цифровую модель объекта без запаздывания, что упрощает расчетные формулы и повышает быстродействие его работы.

Как и ранее, используем теорию модального цифрового управления для расчета коэффициентов регулятора. С целью упрощения настройки системы поместим все корни характеристического уравнения замкнутого контура "модель объекта – регулятор" в одну точку $b_p = 0 \div 1$. Коэффициенты регулятора вычислим из равенства характеристического уравнения замкнутой системы и выбранного типа полинома для случая кратных корней:

$$\begin{aligned} |\Phi_3 - zI| &= (b_p - z)^4; \\ \begin{vmatrix} a_1 - b_1 K_1 - z & 1 - b_1 K_2 & -b_1 K_3 & -b_1 K_u \\ a_2 - b_2 K_1 & -b_2 K_2 - z & 1 - b_2 K_3 & -b_2 K_u \\ -b_3 K_1 & -b_3 K_2 & -b_3 K_3 - z & -b_3 K_u \\ 1 & 0 & 0 & 1 - z \end{vmatrix} &= (b_p - z)^4. \end{aligned}$$

Приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях z , получим систему линейных алгебраических уравнений, из которых найдем коэффициент $K_u = (1 - b_p)^4 / (b_1 + b_2 + b_3)$.

Остальные три коэффициента регулятора определим из решения системы алгебраических уравнений

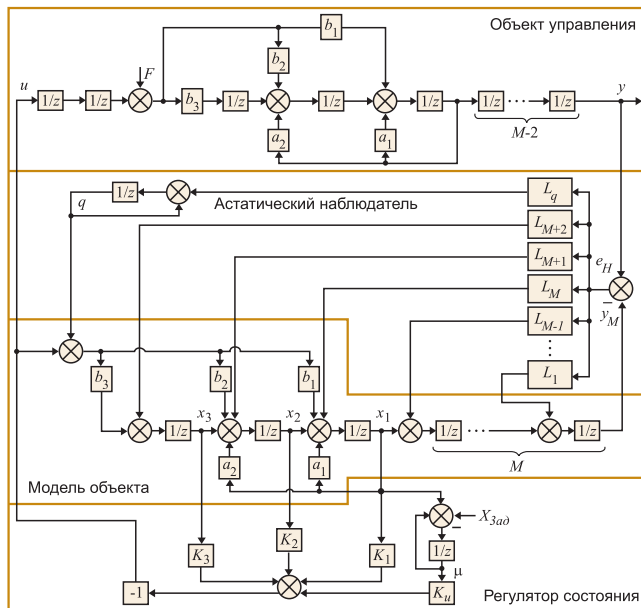


Рис. 4. Структурная схема системы управления с астатическим регулятором и наблюдателем

$$\begin{pmatrix} -b_3 & a_1 b_3 & a_2 b_3 \\ b_3 - b_2 & a_1 b_2 - a_1 b_3 - a_2 b_1 - b_3 & a_1 b_3 - a_2 b_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_p^4 - b_3 K_u \\ -a_2 - b_2 K_u - 4b_p^3 \\ 1 + a_1 - 4b_p \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Для иллюстрации динамики работы регулятора на рис. 2 приведены графики отработки сигналов задания и возмущения в системе с объектом третьего порядка с запаздыванием с параметрами $K_0 = 1,1$; $T_1 = 0,59$ с; $T_2 = 1,0$ с; $T_3 = 2,57$ с; $\tau_0 = 0,6$ с. В регуляторе используется эквивалентная модель второго порядка с параметрами $K_m = 1,1$; $T_m = 1,71$ с; $T_{2m} = 1,91$ с; $\tau_m = 0,65$ с.

Из графика видно, что величина статической ошибки регулирования при действии возмущения с амплитудой 20% составляет 1,69%. Это соответствует модели объекта с отношением $\tau / (T_1 + T_2) = 0,18$. Как показали результаты моделирования, величина статической ошибки линейно растет с увеличением величин запаздывания и возмущения. Поэтому регулятор со статическим наблюдателем можно рекомендовать применять для управления объектами с малым уровнем возмущений либо для объектов с отношением $\tau / (T_1 + T_2) < 0,2$.

Главным достоинством схемы регулятора со статическим наблюдателем является высокое быстродействие отработки сигналов задания и возмущения, а также малая чувствительность системы к несоответствию параметров модели и реального объекта. Так, на рис. 3 показаны графики отработки сигналов в системе, где постоянные времени модели увеличены до 2,56 с и 2,86 с (в 1,5 раза по сравнению с их оптимальными значениями 1,71 с и 1,91 с).

Модальный регулятор с астатическим наблюдателем

Если в объекте имеется значительное запаздывание или на объект действуют возмущения с большой амплитудой, то целесообразно применить схему модального регулятора с астатическим наблюдателем (рис. 4).

**Jack PC – новый уникальный продукт.
Компьютер во встроенной сетевой розетке**

Израильская компания Chip PC Technologies является одним из мировых лидеров в области разработки терминальных решений, направленных на замену традиционных ПК "тонкими" и терминальными клиентами, выпустила новый революционный продукт – Jack PC.

Этот "тонкий" и одновременно терминальный клиент имеет собственную ОС и приложения-плагины. Используя терминальную сессию и встроенные приложения, Jack PC обеспечивает полную функциональность обычного ПК. Одно из главных и уникальных преимуществ продукта состоит в том, что он умещается в стандартную встраиваемую в стену розетку. Таким образом, Jack PC не занимает полезного пространства на рабочем столе.



Основные преимущества Jack PC:

- безопасность: это наиболее защищенный "тонкий" клиент, он не подвержен угрозе вирусов и троянов, может быть использован там, где высоки требования к безопасности, имеет встроенный механизм аутентификации с помощью PC/SC smart-карты;
- простота управления: с помощью программы Xcalibur Global, встраиваемой в Active Directory, и настраиваемых политик можно управлять клиентами Jack PC, разграничениями доступа и используемыми в локальной сети устройствами;
- высокая производительность: в основе ее лежит AMD RISC-процессор, обладающий низким тепловыделением и большим объемом встроенной оперативной памяти типа DDR2;
- малое энергопотребление: Jack PC потребляет всего 3,5 Вт, что дает колоссальную экономию электроэнергии (в 20 раз меньше чем традиционный ПК);
- низкая стоимость владения: Jack PC не нуждается в администрировании, периодической модернизации, ремонте, настройке, замене комплектующих, чистке. Он в полной мере реализует принцип "установил и забыл". При установке используется уже существующая кабельная система. Назначенный срок службы Jack PC составляет 10 лет;
- малые размеры: применение современных системно-технических решений позволило разместить устройство в стандартной сетевой розетке и освободить рабочее место пользователя от громоздкого системного блока;
- внешний вид: современный дизайн, интуитивно понятная индикация на передней панели, минимальное число соединительных кабелей, абсолютно бесшумная работа, питание PoE (по сети Ethernet) или от внешнего адаптера;
- совместимость: Jack PC поддерживает широкий набор периферийных устройств и обеспечивает функциональность ПК.

Таким образом, Jack PC по функциональности соответствует ПК, лишен стандартных недостатков последнего, является одним из наиболее мощных и надежных устройств своего класса на рынке.

[Http://www.rodnik.ru](http://www.rodnik.ru)

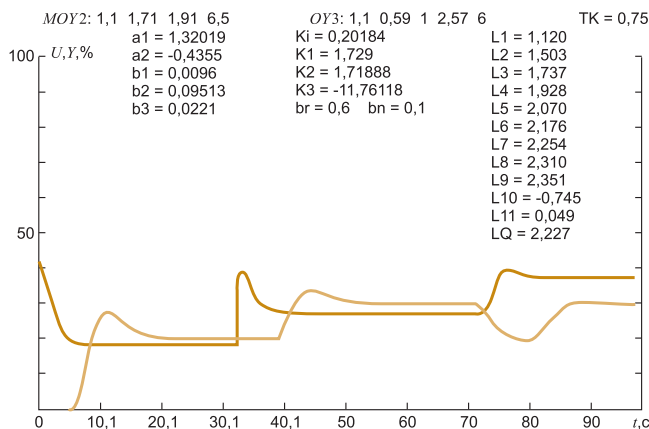


Рис. 5

Используя предыдущую методику, для произвольного запаздывания на M периодов квантования коэффициенты наблюдателя можно вычислить по следующим рекуррентным формулам:

$$L_q = (1 - b_n)^{M+4} / (b_1 + b_2 + b_3);$$

$$L_1 = a_1 + 1 + c_1 b_n;$$

$$L_2 = (a_1 + 1)L_1 + a_2 - a_1 + c_2 b_n^2;$$

$$L_3 = (a_1 + 1)L_2 + (a_2 - a_1)L_1 - a_2 + c_3 b_n^3;$$

$$\dots$$

$$L_j = (a_1 + 1)L_{j-1} + (a_2 - a_1)L_{j-2} - a_2 L_{j-3} + c_j b_n^j, \quad (13)$$

для $j = 4, \dots, M+1;$

$$\dots$$

$$L_{M+2} = L_{M+1} + (a_2 - a_1)L_M - a_2 L_{M-1} - b_1 L_q + c_{M+2} b_n^{M+2};$$

$$L_{M+3} = b_3 L_q + (-1)^{M+3} b_n^{M+4},$$

где $c_i = (-1)^i s_{M+4j}; s_{M+4j}$ – число сочетаний из $M+4$ по j .
 Для иллюстрации возможностей регулятора на рис. 5 приведены графики отработки сигналов в системе с большим запаздыванием, когда $\tau / (T_1 + T_2) = 6,5 / (1,71 + 1,91) = 1,76$. Видно высокое быстродействие в системе, процессы отработки сигналов задания и возмущения заканчиваются примерно за 15 с, что составляет $2,3\tau$. Теоретически минимальная величина отработки сигналов в оптимальных по быстродействию системах с запаздыванием равна 2τ . Заметим, что оптимально настроенный ПИ регулятор имеет время переходного процесса, равное примерно $4 \dots 5\tau$.

Заключение

Модальные регуляторы для объектов второго порядка с запаздыванием, построенные с использованием наблюдателей полного порядка, позволяют осуществлять высококачественное управление широким классом промышленных объектов управления. Структура цифрового модального регулятора и расчетные формулы достаточно просты и удобны для реализации их в свободно программируемых контроллерах и УВМ.

Мазуров Вячеслав Михайлович – д-р техн. наук, гл. эксперт по НИОКР НПП "Прогресс", г. Тула,

Фам Ван Нгуен – аспирант

Тульского государственного университета.

Контактный телефон (4872) 24-95-51. E-mail: vmazurov@energokaskad.com