

underlie both classes of notations. Therefore in these notations the ranges and the weights of digits are determined by the same factors. Special high-reliability digital devices and systems, as well fault-tolerant element base can be developed on the basis of these notations. The available practical results in the field of communication systems and data compression prove the high efficiency of using the binomial notations for solving special problems.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стахов А.П. Введение в алгоритмическую теорию измерения. -М.:Сов.радио, 1977. - 288 с.
2. А.С. № 1051731, СССР, Н 03 К 23/02. Счетчик импульсов. Борисенко А.А., Ловля А.Д., Ованченко Е.Л. 30.10.83. Бюл. № 40:
3. Борисенко А.А. Об одной системе счисления с биномиальным основанием. - Рук. деп. в ВИНТИ, 1982. - № 874-82, - 8 с.
4. Борисенко А.А., Губарев С.И., Куно Г.В. Биномиальные системы счисления с двоичным алфавитом. - АСУ и приборы автоматики. Респ. межвед. науч. - техн. сб., - Харьков: Вища школа, ХГУ, 1985, -вып. 76, с. 87-92.

Поступила в редколлегию 24 января 1994 г.

УДК 621.382.3

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА ВТОРОГО ПОРЯДКА С ЖЕСТКИМ ОГРАНИЧЕНИЕМ

Кобяков А.Н., Борисенко А.А., Арбузов В.В.

Актуальной задачей автоматического управления является повышение быстродействия электромеханических следящих систем.

Силовая часть реального следящего электропривода вследствие нелинейности регулировочной характеристики исполнительного двигателя может быть представлена динамической моделью в виде последовательного соединения нелинейного элемента типа "насыщение" и линейной части /рис. 1/. Повышение быстродействия таких приводов можно обеспечить с помощью дискретных корректирующих регуляторов с вариацией интервалов управления $h=var$, синтезируемых на основе метода переменного коэффициента усиления в работах [1,2]. Эти регуляторы формируют из сигнала ошибки системы знакопеременное кусочно-постоянное управляющее воздействие $m_i / i=1, 2, \dots, n$, где i - номер интервала управления, n - порядок уравнения динамики объекта управления/, имеющее в соответствии с теоремой Фельдбаума n интервалов длительности h и позволяющее обеспечить в системе квазиоптимальный по быстродействию монотонный /без перерегулирования/ переходный процесс при отработке ступенчатого или более сложного задающего воздействия.

Однако проведенные исследования и полученные результаты свидетельствуют [1], что при малых отношениях $U_{огр}(\theta(0^+)/\theta(0^+) \gg \theta_{гр})$, где $\theta(0^+)$ - начальная ошибка системы; $\theta_{гр}$ - пересчитанный ко входу системы уровень насыщения объекта управления; $U_{огр}$ - уровень насыщения /ограничения/ самого объекта управления, недопустимо для квазиоптимального управления возрастает длительность переходного процесса.

Единственным управлением, позволяющим повысить при этом быстродействие системы, является управление по релейному закону с присущей ему фиксации амплитуды воздействия для всех интервалов управления, длительности которых не будут равными между собой. Метод переменного коэффициента усиления позволяет упростить расчет управляющего воздействия релейного типа с неравными по длительности интервалами [1], а также синтезировать простой дискретный

квазиоптимальный корректирующий регулятор /ККР/, включенный в контур системы перед объектом управления с уровнем насыщения $U_{\text{огр}}$

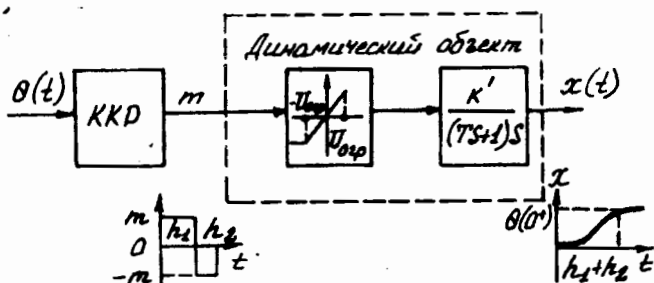


Рис.1. Регулятор с нелинейным объектом управления

В соответствии с [1] находим управляющее воздействие, позволяющее перевести объект, имеющий передаточную функцию линейной части

$$G_{\wedge}(S) = \frac{k'}{(TS+1)S}, \quad (1)$$

за два интервала управления с длительностями h_1 и h_2 без перерегулирования из начального в конечное состояние в предположении, что на величины амплитуд управления m_i наложено ограничение

$$m_1 = m_2 = m = U_{\text{огр}}. \quad (2)$$

В качестве параметров объекта управления принимаем $\alpha = k'/T$; $b = 1/T$, где k' - коэффициент усиления, T - постоянная времени. Система уравнений для выходной координаты объекта и ее первой производной в момент окончания переходного процесса $t_p = h_1 + h_2$ имеет следующий вид:

$$\begin{cases} x_1(h_1 + h_2) = \theta(0^+); \\ x_2(h_1 + h_2) = 0; \end{cases}$$

или, что то же самое,

$$\begin{cases} b(h_1 - h_2) - 2e^{-bh_2} + e^{-b(h_1+h_2)} + 1 = \frac{b^2\theta(0^+)/}{\alpha m}; \\ 2e^{-bh_2} - e^{-b(h_1+h_2)} - 1 = 0. \end{cases} \quad (3)$$

Обозначив $\Delta h = h_1 - h_2$ и подставив второе уравнение системы (3) в первое, получим:

$$b\Delta h = \frac{b^2\theta(0^+)/}{\alpha m},$$

или

$$\Delta h = \frac{b\theta(0^+)/}{\alpha U_{\text{огр}}} = \frac{b\theta(0^+)/}{\alpha m}, \quad (4)$$

$$h_2 = h_1 - \Delta h = h_1 - \frac{b\theta(0^+)/}{\alpha m}. \quad (5)$$

Подставив (4) и (5) во второе уравнение системы (3), получим

$$e^{-2bh_1} - 2e^{-bh_1} + e^{-\frac{b^2\theta(0^+)/}{\alpha m}} = 0.$$

Из последнего уравнения найдем

$$h_1 = -\frac{1}{b} \ln(1 - \sqrt{1 - e^{-\frac{b^2 \theta(0^+)}{am}}}) = -\frac{1}{b} \ln(1 - \sqrt{1 - e^{-b\Delta h}}) . \quad (6)$$

Выразив Δh из формулы (6), получим

$$\Delta h = h_1 - \frac{1}{b} \ln(2 - e^{-bh_1}) . \quad (7)$$

Из (7) следует, что

$$h_2 = \frac{1}{b} \ln(2 - e^{-bh_1}) . \quad (8)$$

Другой формой записи (6) является

$$h_1 = \frac{1}{b} \ln[e^{b\Delta h} + \sqrt{e^{b\Delta h}(e^{b\Delta h} - 1)}] . \quad (9)$$

Выражения для Δh (4), h_2 (5) и h_1 (9) считаем исходными для расчета управляющего воздействия, формируемого ККР с неравными по длительности интервалами. Для динамического объекта второго порядка с передаточной функцией (1) производилась оценка выигрыша в быстродействии, который обеспечивается управлением с неравными по длительности интервалами по сравнению с обычным дискретным управлением с вариацией h . На рис. 2 приведены графики зависимости $T_1/T_2 = f(k\alpha)$ при $b = \text{const}$, где $T_1 = 2h$ - время регулирования в системе при управлении с вариацией интервалов; $T_2 = h_1 + h_2$ - время регулирования при управлении с неравными интервалами; $k = U_{\text{огр}}/\theta(0^+)$, $(|\theta(0^+)| \gg \theta_{\text{ГР}})$. Графики позволяют сделать вывод, что выигрыш в быстродействии увеличивается при уменьшении инерционности объекта /увеличении $b/$ и при значительном увеличении $\theta(0^+)$, т.е. при жестком ограничении, когда снижается коэффициент усиления регулятора k .

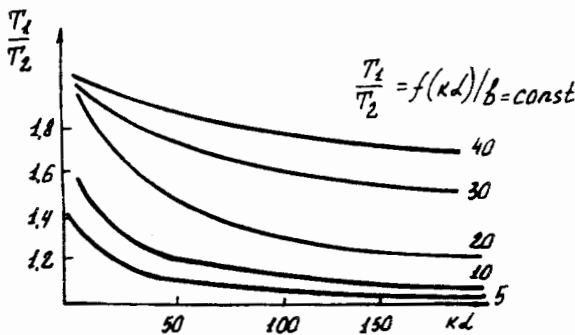


Рис.2. К оценке выигрыша в быстродействии системы с ККР

Выражение (9) при $e^{b\Delta h} \gg 1$ можно переписать в виде

$$h_1 = \frac{\ln 2}{b} + \Delta h . \quad (10)$$

Из (10) следует, что

$$h_2 = h_1 - \Delta h = \frac{\ln 2}{b} . \quad (11)$$

Из (10) и (11) следует, что при изменении начального рассогласования $\theta(0^+)$ регулятор на выходе системы должен обеспечивать вариацию длительности только первого интервала.

Для аппаратурной реализации вычисления интервалов управления в ККР с неравными интервалами достаточно выполнения условия $b\Delta h > 2$, или

$$\frac{b^2/\theta(0^+)/\alpha m}{\alpha m} > 2. \quad (12)$$

Это означает, что ККР с устройством вычисления длительностей интервалов, работающем по выражениям (10), (11) и (4), функционирует нормально при

$$|\theta(0^+)| > 2\alpha U_{огр}/b^2.$$

Таким образом, пороговую величину $\theta_{гр}$ для таких регуляторов можно выбирать

$$\theta_{гр} = \frac{2\alpha U_{огр}}{b^2}, \quad (13)$$

а коэффициент усиления ККР

$$K = K_1 = K_2 = \frac{U_{огр}}{\theta_{гр}} = \frac{b^2}{2\alpha}. \quad (14)$$

Структурная схема регулятора, формирующего управляющее воздействие с амплитудами $m_1 = U_{огр}$ и $m_2 = -U_{огр}$ и длительностями интервалов h_1 и h_2 по формулам (10) и (11) для объекта с передаточной функцией (1), приведена на рис.3. В данной схеме вычисление длительности h_1 осуществляется путем сравнения на компараторе линейно изменяющегося напряжения ГПН $u(t) = t(t \leq \tau_{u_{ГПН}})$ и суммы выходных напряжений формирователя константы ФК $U_{фк} = \ln 2/b$ и усилителя с коэффициентом усиления $K_{y1} = b/\alpha U_{огр}$ ($U_{y1} = b|\theta(0^+)|\alpha U_{огр}$). Длительность h_2 определяется длительностью импульса формирователя F_2 , запускаемого задним фронтом импульса компаратора. Усилитель с коэффициентом усиления $K_{y2} = K = b^2/2\alpha$ является усилителем -ограничителем с уровнем ограничения $U_{огр}$. Величина порога порогового устройства ПУ устанавливается в соответствии с (13). На схеме рис. 3 ВМ1 и ВМ2 - устройства вычисления модуля; F_1 - первый формирователь, импульс на выходе которого имеет длительность, перекрывающую максимально возможное в системе время регулирования $/\tau_u \geq t_{p,max}/$; УВХ - устройство выборки и хранения для запоминания начального рассогласования системы $\theta(0^+)$; ДЦ1 и ДЦ2 - дифференцирующие цепи; ключи Кл1 и Кл2 и сумматор Σ_2 - оконечные устройства, формирующие управляющее воздействие.

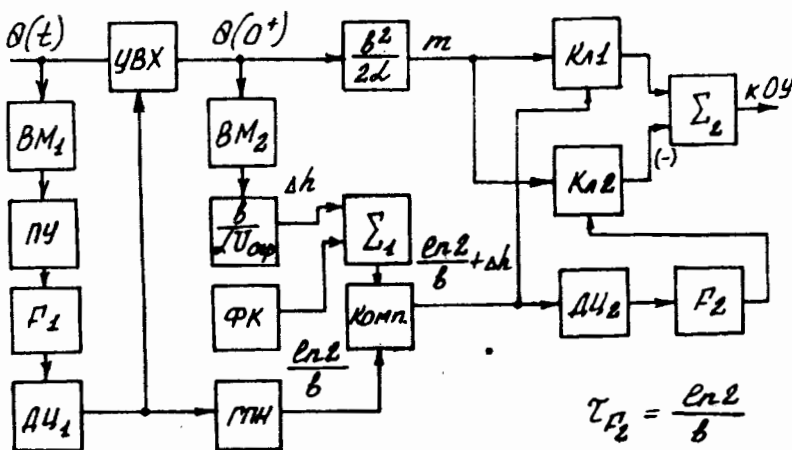


Рис.3. Структурная схема регулятора.

Синтезированная структура вне зависимости от того, какая реализация ее предусматривается: аппаратная в дискретных регуляторах или программная в цифровых управляющих фильтрах - позволяет снизить возникающее в практике управления электроприводом противоречие между быстродействием и наложенными на величину управляющего воздействия ограничениями.

SUMMARY

The article deals with the problem of the increase of rapidity in the automatic control system and follower electric drive. The research is based on the use of discrete regulators. The piec-constant mark-variable quasioptimal controlling influence is formed by these regulators. The influence provides for the monotonous transition process in the regulable system which has non-linear saturation - type elements.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гостев В.И. Системы управления с цифровыми регуляторами. Справочник. К.:Техніка, 1990, - 280 с.
2. Гостев В.И., Кобыков А.Н., Баранов А.А. Оптимальное по быстродействию управление объектами второго порядка с нелинейностью типа "ограничение". Судостроительная промышленность, серия общетехническая. Л. 1988.-N14.- с.38-45.

Поступила в редколлегию 24 января 1994 года.