

ISSN 0136-3360

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО  
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

---

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ  
ЗАВЕДЕНИЙ

# ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

Отдельный оттиск

9  
1985

ИЗДАНИЕ НОВОЧЕРКАССКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО  
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА  
ИМЕНИ СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ



Конструирование аналитических выражений для восстановления вероятности редкого события в  $l$ -м терминале осуществляется, исходя из того, что выбранная индикаторная величина  $T_l$ , среднее значение которой определяется при малом количестве реализации имитационной модели, является случайной непрерывной величиной. Тогда аналитические выражения имеют вид

$$P_{l,k} = \int_0^{\infty} f_{T_l}(t) P_{l,k}(t) dt = \int_0^{\infty} \frac{1}{T_l} \exp(-t/T_l) \frac{(\lambda_l t)^{p_l-1}}{(p_l-1)!} \exp(-\lambda_l t) dt, \quad k = \overline{0, p_l-1};$$

$$P_{l,p_l} = 1 - \sum_{k=0}^{p_l-1} P_{l,k}.$$

Численные эксперименты были проведены на модели с однородными терминалами при следующих исходных параметрах системы:

$m=2 \dots 4$ ;  $p=2 \dots 3$ ;  $\bar{\varphi}=0,3 \dots 1$  мс;  
 $\lambda^{-1}=3,12$  мс,  $\gamma=0,1$  мс.

На рис. 2 приведены графики изменения вероятности ненормативной ситуации  $W_n^1$  для первого терминала в зависимости от среднего времени обработки заявок на ЭВМ  $\bar{\varphi}$ , полученные в процессе машинных экспериментов на имитационной и аналитико-имитационной моделях. Анализ результатов позволяет сделать вывод о том,

что аналитико-имитационный метод моделирования обладает высокой точностью.

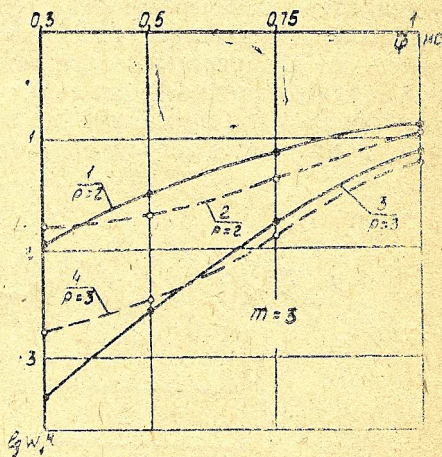


Рис. 2. Условные обозначения: 1—3 — имитационный метод; 2—4 — аналитико-имитационный метод

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Жуковский В. Г., Черноморов Г. А. Оптимизация параметров системы группового управления технологическими агрегатами.—Изв. Северо-Кавказского научного центра высшей школы. Сер. Технические науки, 1978, № 1, с. 9—11.
2. Игльгарт Д. Л., Шедлер Д. С. Регенеративное моделирование сетей массового обслуживания.—М.: Радио и связь. 1984. 135 с.

УДК 62-83:62-52:621.382.82

## ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ДВУКРАТНО-ИНТЕГРИРУЮЩИХ ЦИФРОВО-АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

П. Х. Коцегуб, Ю. В. Губарь, Ю. В. Иванченко

Приводятся выражения, позволяющие производить выбор параметров двукратно-интегрирующих систем для различных типов цифровых интеграторов и датчиков. Выполнен анализ динамических свойств рассмотренных систем и построены графики переходных процессов, полученные при моделировании на ЦВМ.

**РАССМАТРИВАЮТСЯ** цифроаналоговые двукратно-интегрирующие системы управления электроприводами. Интерес к подобному классу электроприводов в последнее время особенно возрос



в связи с широким применением микроЭВМ для целей управления электроприводами. В [1] рассматривается методика синтеза таких систем по резонансному максимуму амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы. В настоящей статье излагаются вопросы синтеза дискретных систем из условия „модульного оптимума“, нашедшего широкое применение для выбора параметров непрерывных систем [2].

Рассмотрим упрощенный вариант двукратно-интегрирующей системы регулирования скорости вращения двигателя (рис. 1) с кодовым датчиком мгновенного значения регулируемой координаты ( $D_{oc}(z)=1$ ), в которой аналоговый контур регулирования тока представлен в виде аperiodического звена с постоянной времени  $T_r$ . Цифровой регулятор скорости по каналу задания реализует интегральный, а по каналу обратной связи — интегрально-пропорциональный законы управления. Такое построение цифрового регулятора часто применяется при желании уменьшить колебательность переходных процессов по управляемому воздействию. Цифровой регулятор сопряжен с аналоговым контуром тока преобразователем код-аналог (ПКА), одновременно выполняющего функцию экстраполятора нулевого порядка с фиксацией на период  $T$ . Время запаздывания  $t_3 \ll T$  вносится цифровым регулятором при реализации алгоритма его работы.

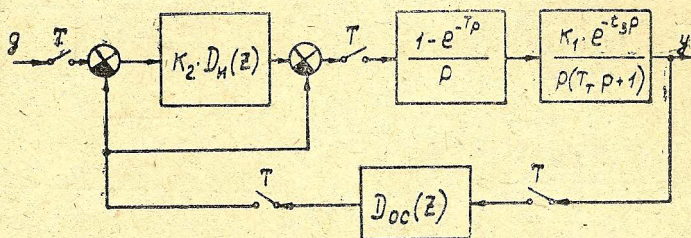


Рис. 1. Структурная схема двукратно-интегрирующей системы

Из всех возможных цифровых интеграторов ниже будут рассмотрены только те, алгоритм работы которых устанавливается следующими передаточными функциями:

$$D_{n1}(z) = \frac{Tz}{z-1}; \quad (1), \quad D_{n2}(z) = \frac{T(z-1)}{2(z-1)}. \quad (2)$$

Передаточная функция замкнутой системы с цифровым интегратором (1)

$$K(z) = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^i}{\sum_{i=0}^n a_i z^i}, \quad (3)$$

где  $m=3$ ;  $n=4$ ;  $b_0=0$ ;  $b_1=c_1c_4$ ;  $b_2=c_2c_4$ ;  $b_3=c_3c_4$ ;

$$a_0 = -c_1; \quad a_1 = c_1c_4 + c_1 - c_2 - d; \quad a_2 = c_2c_4 + c_2 - c_3 + 2d + 1;$$

$$a_3 = c_3c_4 + c_3 - d - 2; \quad a_4 = 1; \quad c_1 = k_1 T_r (d^\Delta - d) - k_1 T d (1 - \Delta);$$

$$c_2 = k_1 T_r (1 + d - 2d^\Delta) + k_1 T [1 - \Delta(1 + d)]; \quad c_3 = k_1 T_r (d^\Delta - 1) + k_1 T \Delta;$$

$$c_4 = k_2 T; \quad d = e^{-\lambda}; \quad \lambda = T/T_r; \quad \Delta = 1 - t_3/T. \quad (4)$$



В [3] показано, что условия оптимизации по модульному оптимальному системе с передаточной функцией (3) имеют вид

$$\left( \sum_{i=0}^n a_i \right)^2 \sum_{i=j}^m \frac{\prod_{l=0}^{j-1} (i^2 - l^2)}{\prod_{l=0}^{j-1} (j^2 - l^2)} B_i = \left( \sum_{i=0}^m b_i \right)^2 \sum_{i=j}^n \frac{\prod_{l=0}^{j-1} (i^2 - l^2)}{\prod_{l=0}^{j-1} (j^2 - l^2)} A_i, \quad (5)$$

где

$$B_i = \sum_{l=0}^{m-i} b_l b_{l+i}; \quad A_i = \sum_{l=0}^{n-i} a_l a_{l+i}.$$

Количество последовательно выполняемых уравнений  $j=1, 2, \dots$  равно количеству варьируемых параметров.

Условия оптимизации (5) отличаются от приведенных в [4] тем, что в каждом последующем уравнении  $j+1$  исключены нулевые решения, которые должны выполняться в силу требований предыдущего уравнения  $j$ . Для  $m=n=6$  условия оптимизации приобретают вид

$$\left. \begin{aligned} B_1 + 4B_2 + 9B_3 + 16B_4 + 25B_5 + 36B_6 &= A_1 + 4A_2 + 9A_3 + \\ &+ 16A_4 + 25A_5 + 36A_6; \\ B_2 + 6B_3 + 20B_4 + 50B_5 + 105B_6 &= A_2 + 6A_3 + 20A_4 + 50A_5 + \\ &+ 105A_6; \\ B_3 + 8B_4 + 35B_5 + 112B_6 &= A_3 + 8A_4 + 35A_5 + 112A_6; \\ B_4 + 10B_5 + 54B_6 &= A_4 + 10A_5 + 54A_6; \\ B_5 + 12B_6 &= A_5 + 12A_6; \\ B_6 &= A_6. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Применительно к рассматриваемой задаче искомыми параметрами являются два коэффициента усиления  $k_1$  и  $k_2$  или постоянные интегрирования

$$T_{01}^m = 1/k_1; \quad T_{02}^m = 1/k_2. \quad (7)$$

Для  $m=3$  и  $n=4$  имеем

$$\left. \begin{aligned} B_1 + 4B_2 + 9B_3 &= A_1 + 4A_2 + 9A_3 + 16A_4; \\ B_2 + 6B_3 &= A_2 + 6A_3 + 20A_4. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

После подстановки численных значений для коэффициентов  $B_i$  и  $A_i$  и совместного решения последних двух уравнений находим оптимальные значения постоянных интегрирования

$$T_{01}^m = 2T_\tau f_4(\lambda, \Delta); \quad T_{02}^m = 2T_{01}^m - T, \quad (9)$$

$$f_4(\lambda, \Delta) = \frac{2 + \lambda(5 - 4\Delta - 2d^\Delta/(1-d)) + \lambda^2(4 - 5\Delta + 2\Delta^2)}{4 + \lambda(7 - 4\Delta) - \sqrt{\lambda^2(17 - 16\Delta) + 16\lambda(1-d+d^\Delta)/(1-d)}}. \quad (10)$$

Когда период квантования по времени  $T=0$  и  $t_3=0$ , дискретная система стремится к аналоговой и получаем известные выражения для постоянных интегрирования ( $\Delta=1$ ,  $d^\Delta=1$ ,  $f_4(\lambda, \Delta)=1$ ) [2]:

$$T_{01}^m = 2T_\tau; \quad T_{02}^m = 4T_\tau. \quad (11)$$

Анализ зависимости  $f_4(\lambda, \Delta)$  показывает, что она с достаточной степенью точности может быть аппроксимирована в виде

$$\left. \begin{aligned} f_4(\lambda, \Delta) &\approx 1 + 0,5\lambda + 0,8\lambda t_3/T, \quad 0 < \lambda \leq 5; \\ f_4(\lambda, \Delta) &\approx 1 + 0,5\lambda + 0,9\lambda t_3/T, \quad \lambda > 5. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$



