

УДК 681.52

ПЕРЕСТРОЙКА ЦИФРОВЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ ПРИ ПЕРЕМЕННОМ ШАГЕ ДИСКРЕТНОСТИ

© 2014 В. Д. Белоногов

Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)

При реализации объёмного набора задач цифрового управления, фильтрации и контроля на процессорах с ограниченными вычислительными ресурсами в процессе работы может возникнуть необходимость изменения периода дискретности T_0 задачи управления. Это может быть вызвано, например, необходимостью решения в определённые моменты более важных задач, занимающих ресурсы вычислителя. В этом случае задачи управления будут решаться с увеличенным периодом дискретности $T_0 \cdot N$, что при постоянных параметрах цифрового регулятора приведёт к ухудшению динамики системы, а при существенном изменении периода – даже к потере устойчивости замкнутой цифровой системы. Для восстановления динамических свойств контура необходима перестройка (оперативный пересчёт) параметров регулятора в функции от параметра N , определяющего кратность изменения периода квантования. Данная перестройка алгоритмов должна осуществляться автоматически в процессе функционирования цифровой системы и, вследствие этого, алгоритмы перестройки должны иметь достаточно простой вид.

В статье рассматриваются вопросы перестройки цифровых алгоритмов управления (ЦАУ) при значительном изменении периода дискретности задачи управления. Приводятся критерии близости характеристик цифрового регулятора при изменённом и исходном шаге дискретности. На основании данных критериев для простейших законов управления получены явные формулы пересчёта констант цифрового регулятора, а для общего случая сформирована методика перестройки констант управления.

Цифровое управление, период дискретности, перестройка параметров, z- передаточные функции, реальная частота, статика системы, частотная характеристика, решётчатая весовая функция.

Постановка задачи

Рассмотрим упрощённую структурную схему локального канала цифровой системы управления непрерывным объектом (рис.1) [1].

Основными элементами контура управления являются непрерывный объект управления (ОУ), описываемый передаточной функцией $W_0(s)$; исполнительные устройства (ИУ) – $W_p(s)$; датчики – $W_d(s)$; преобразователи аналог-цифра (А-Ц) и цифра-аналог (Ц-А); формирова-

тель (фиксатор); микропроцессор, реализующий линейный цифровой алгоритм, описываемый z-передаточной функцией вида

$$D0(z, a, b) = \frac{a_m \cdot z^m + a_{m-1} \cdot z^{m-1} + \dots + a_1 \cdot z + a_0}{b_m \cdot z^m + b_{m-1} \cdot z^{m-1} + \dots + b_1 \cdot z + b_0},$$

где числовые коэффициенты a_i и b_i определяются для некоторого опорного T_0 периода дискретности. Такой цифровой регулятор с передаточной функцией $D0(z, a, b)$ будем называть **опорным**.

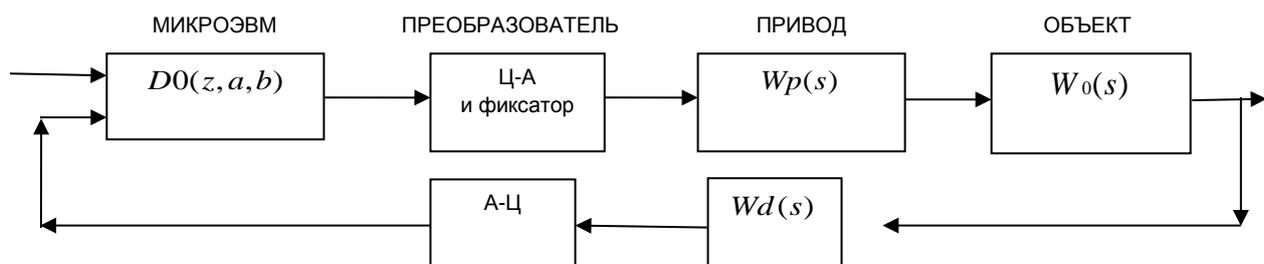


Рис.1. Структурная схема цифрового контура управления

Положим далее, что период дискретности в определённый момент времени изменился и стал равным $T_1 = T_0 \cdot N (N > 1)$, т. е. дискретные выборки входного сигнала $x[k]$ и выходные значения сигнала $u[k]$ цифрового регулятора должны поступать и вычисляться в изменённые моменты времени $t_k = k \cdot T_0 \cdot N$.

Будем считать, что частоты $\frac{\pi}{T_0}$ и $\frac{\pi}{T_0 \cdot N}$ превышают частоту Найквиста [2]. Это означает, что частотные характеристики дискретной модели приведённой непрерывной части системы для периода квантования T_0 и для изменённого периода квантования $T_1 = T_0 \cdot N$ практически совпадают в диапазоне частот

$$0 \leq \omega \leq \min\left(\frac{\pi}{T_0}, \frac{\pi}{T_0 \cdot N}\right);$$

$$W_0(e^{j\omega T_0}) \approx W_{10}(e^{j\omega T_0 \cdot N}).$$

Здесь $W_0(z, T_0)$ и $W_{10}(z_1, T_1)$ – дискретные z-передаточные функции приведённой непрерывной части системы [1], состоящей из ОУ, ИУ, датчиков и формирователя;

$$W_0(z, T_0) = Z\{W_f(s) \cdot W_o(s) \cdot W_p(s) \cdot W_d(s)\}$$

соответствует периоду T_0 ,

$$W_{10}(z_1, T_1) = Z\{W_f(s) \cdot W_o(s) \cdot W_p(s) \cdot W_d(s)\}$$

соответствует периоду квантования T_1 .

Таким образом, расчётная структурная схема цифровой системы для изменённого периода квантования $T_1 = T_0 \cdot N$ определяется с учётом обозначений на рис. 2.

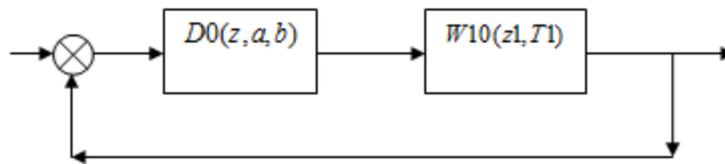


Рис.2. Расчётная структурная схема цифровой системы

Характерно, что при изменённом периоде T_1 дискретности в схеме на рис.2 передаточная функция дискретной части системы остаётся формально неизменной, а дискретная модель $W_{10}(z_1, T_1)$ непрерывной части изменяется. С другой стороны, динамические свойства (например, частотные характеристики) дискретной модели $W_{10}(e^{j\omega T_0 \cdot N})$ непрерывной части практически неизменны, а частотные характеристики дискретной части $D_0(e^{j\omega T_0 \cdot N}, a, b)$ изменяются. Следовательно, при изменении периода T_1 дискретности за счёт изменения $D_0(e^{j\omega T_0 \cdot N}, a, b)$ будут изменяться и динамические свойства замкнутого контура.

При малом изменении периода дискретности ($N \approx 1$) и неизменных параметрах ЦАУ качественные показатели замкнутой системы будут близкими к показателям замкнутой системы при опорном периоде дискретности T_0 . При большем изменении периода дискретности ($N > 1$), но постоянной настройке цифрового регулятора, будут изменяться динамические свойства замкнутого контура и, в частности, изменятся запасы устойчивости. При значительном изменении T_1 относительно T_0 возможна даже потеря устойчивости.

Для обеспечения близких динамических свойств контура управления, очевидно, необходимо использовать изменённый цифровой алгоритм управления, соответствующий другой передаточной функции:

$$D_{10}(z, a_1, b_1) = \frac{a_{1m} \cdot z^m + a_{1m-1} \cdot z^{m-1} + \dots + a_{11} \cdot z + a_{10}}{b_{1m} \cdot z^m + b_{1m-1} \cdot z^{m-1} + \dots + b_{11} \cdot z + b_{10}}$$

Здесь числовые коэффициенты a_1 и b_1 определяют ЦАУ для некоторого изменённого периода дискретности $T_1 = T_0 \cdot N$. Характерно, что в любом случае цифровая система управления с изменённым периодом дискретности будет отличаться по своим динамическим свойствам от исходной, поскольку при одной и той же непрерывной части команды управления формируются в различные моменты времени: $t_k = k \cdot T_0$ и $t_{1k} = k \cdot T_0 \cdot N$ соответственно.

Поставим задачу такого выбора и пересчёта коэффициентов a_1 и b_1 в функции от параметров a , b и коэффициента N , чтобы динамические свойства изменённого для периода T_1 цифрового фильтра (ЦФ) $D_1(z)$ были в определённом смысле близки к свойствам опорного ЦФ – D_0 . В дальнейшем такой изменённый, но близкий по динамическим свойствам цифровой фильтр назовём **подобным опорному**.

Под близостью динамических свойств ЦФ будем подразумевать два понятия:

а) близость решётчатых весовых функций ЦАУ [2]. Потребуем точного совпадения значений решётчатых весовых функций опорного $w_0[k \cdot T_0]$ и подобного $w_{10}[k \cdot T_0 \cdot N]$ ЦФ в моменты времени $t_k = k \cdot T_0 \cdot N$;

б) близость частотных характеристик $D_0(e^{j\omega T_0})$ и $D_{10}(e^{j\omega T_0 \cdot N})$.

Характерно, что при изменённом периоде дискретности ($N \neq 1$) наилучшая близость частотных характеристик вовсе не соответствует близости весовых функций ЦФ в указанном смысле. (Далее везде под весовыми функциями подразумеваются решётчатые весовые функции $w_0[k \cdot T_0]$ дискретного времени k).

Поскольку цифровые алгоритмы управления обычно описываются z -передаточными функциями невысокого порядка, то первоначально рассмотрим расчёт параметров такого подобного фильтра для простейших цифровых алгоритмов первого и второго порядка.

Перестройка параметров цифровых фильтров первого порядка общего вида

Такие фильтры описываются z -передаточной функцией вида:

$$D_0(z, a, b) = C \cdot \frac{z + a_0}{z - b_0},$$

где b_0 – корень характеристического уравнения, который определяет характер свободного движения: $b_0 > 0$ соответствует аperiодическому виду процессов, $b_0 < 0$ соответствует колебательному характеру процесса, а собственная устойчивость фильтра соответствует условию $|b_0| < 1$.

Разложим передаточную функцию на два слагаемых и получим:

$$D_0(z, T_0) = C \cdot \frac{z}{z - b_0} + C \cdot \frac{a_0}{z - b_0}.$$

Используя таблицы решётчатых весовых функций и их z -изображений из [2], вычислим решётчатую весовую (импульсную переходную) функцию звена:

$$w_0[k \cdot T_0] = C \cdot (b_0)^k + C \cdot a_0 \cdot (b_0)^{k-1} + R, \quad (1)$$

где $R = C \cdot \frac{a_0}{b_0}$ при $k = 0$ и $R = 0$ при $k > 0$.

При положительных и отрицательных значениях b_0 (при условии устойчивости ЦАУ) точки решётчатой весовой функции (1) лежат на кривых

$\pm C \cdot \left(1 + \frac{a_0}{b_0}\right) \cdot e^{\alpha \cdot t}$, причём при $b_0 > 0$ лежат

только на кривой $C \cdot \left(1 + \frac{a_0}{b_0}\right) \cdot e^{\alpha \cdot t}$, а при

$b_0 < 0$ точки попеременно переходят с одной кривой на другую. Параметр α экспоненты имеет вид: $\alpha = \frac{\ln|b_0|}{T_0}$

(рис. 3, а и б).

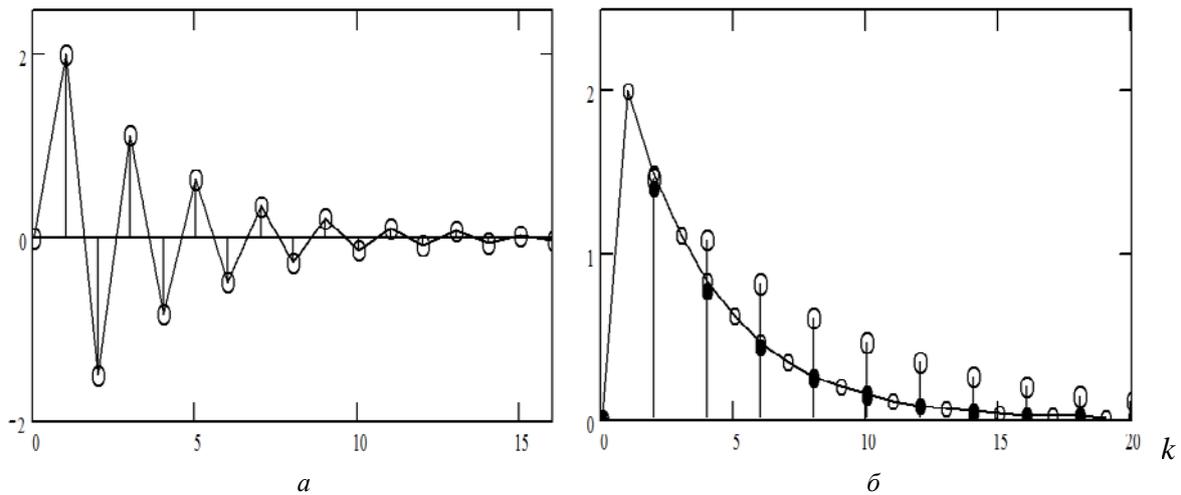


Рис. 3. Весовые функции звена первого порядка при различных параметрах $D0(z)$:

$$a - C=1, a_0 = -0,3, b_0 = -0,7; \quad \bar{b} - C=1, a_0 = -0,3, b_0 = 0,7$$

Выберем передаточную функцию $D10(z)$ подобного фильтра так, чтобы точки его весовой функции $w10[k \cdot T0 \cdot N]$ лежали на тех же кривых, что и точки $w0[k \cdot T0]$ опорного фильтра. При этом они должны совпадать с точками опорной весовой функции в отдельные моменты времени $t_k = k \cdot T0 \cdot N$. Для того, чтобы точки лежали на кривой $EXP(\ln|b_0| \cdot t / T0)$, в моменты $t = k \cdot T0 \cdot N$ должно выполняться соотношение:

$$EXP(\ln|b_0| \cdot t / T0) = EXP(\ln|b1_0| \cdot t / (T0 \cdot N)).$$

Отсюда следует: $\ln|b1_0| = N \cdot \ln|b_0|$, а значит полюс подобного фильтра $b1_0$ определится выражением $|b1_0| = |b_0|^N$, иначе:

$$b1_0 = sign(b_0) \cdot |b_0|^N. \tag{2}$$

Аналогично (1) составим весовую функцию подобного фильтра с учётом нового полюса $b1_0$:

$$\begin{aligned} w10[k1 \cdot T0 \cdot N] &= \\ &= C \cdot (b1_0)^{k1} + C \cdot a1_0 \cdot (b1_0)^{k1-1} + R1, \end{aligned} \tag{3}$$

где $R1 = C \cdot \frac{a1_0}{b1_0}$ при $k1 = 0$ и $R1 = 0$ при $k1 > 0$, а неизвестный коэффициент $a1_0$ определится из условия расположения точек весовых функций на одинаковых кривых:

$$[1 + a_0 / b_0] \cdot (b_0)^k = [1 + a1_0 / b1_0] \cdot (b1_0)^{k/N}.$$

Решая данное уравнение относительно $a1_0$, получим:

$$a1_0 = a_0 \cdot b1_0 / b_0. \tag{4}$$

Передаточная функция подобного цифрового фильтра получится применением z-преобразования к весовой функции (3):

$$D10(z) = C \cdot z / (z - b1_0) + C \cdot a1_0 / (z - b1_0). \tag{5}$$

На рис. 4 показаны графики весовых функций опорного фильтра, соответствующего периоду $T0$, и подобного ЦФ, рассчитанного по (5) для периода $T0 \cdot N$ (точечная линия). Как видно, в моменты времени $t = k1 \cdot T0 \cdot N$ точки весовых функций либо совпадают, либо лежат на симметричных кривых.

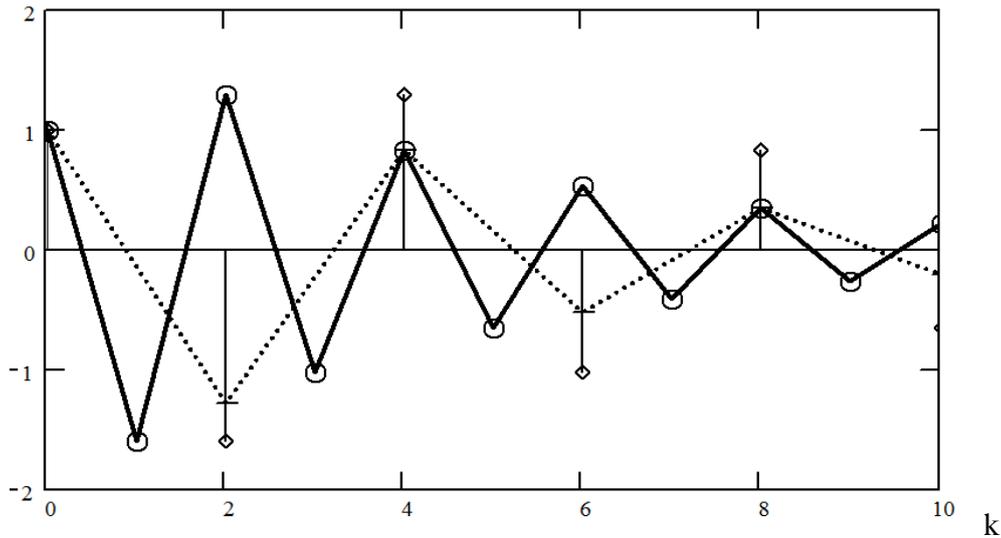


Рис. 4. Весовые функции опорного (сплошная линия) и подобного (пунктир) фильтров

Формулы (2),(4) обеспечивают совпадение значений весовых функций в моменты квантования $t = k \cdot T_0 \cdot N$ и могут использоваться для построения опорного и подобного фильтров при обработке сигнала. Однако для целей управления в замкнутом контуре пересчёт ЦАУ по формулам (2),(4) может дать неудовлетворительные результаты, т. к. опорные и подобные фильтры различаются по статическим свойствам. Действительно, если подать единичный ступенчатый сигнал $z/(z-1)$ на звено $D_0(z)$ и на звено $D_{10}(z)$, то установившиеся значения X_∞ и $X_{1\infty}$ (при $z=1$) соответственно примут вид:

$$X_\infty = C \cdot (1 + a_0) / (1 - b_0)$$

и

$$X_{1\infty} = C \cdot (1 + a_{10}) / (1 - b_{10}).$$

Таким образом, статика подобных фильтров первого порядка, полученных по соотношениям (2), (4), отличается, причём коэффициент C_1 изменения соответствует выражению

$$C_1 = \frac{X_\infty}{X_{1\infty}} = \frac{(1 + a_0)(1 - \text{sign}(b_0) |b_0|^N)}{(1 - b_{10})(1 + a_0 \cdot b_{10} / b_0)}. \quad (6)$$

Исходя из вышесказанного, формулы пересчёта, обеспечивающие близость по характеру весовой функции и точное совпадение статического коэффициента передачи, для фильтров первого порядка примут вид:

$$D_{20}(z) = C \cdot C_1 \cdot \frac{z + a_{10}}{z - b_{10}},$$

где параметры a_{10} и b_{10} подобного фильтра D_{20} определяются выражениями (2),(4), а C_1 – выражением (6).

На рис. 5 представлены графики амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) опорного и подобного цифровых фильтров первого порядка, полученных по формулам (2), (4), (6). Видно, что в диапазоне низких частот от 0 до $2 / T_0 \cdot N$ совпадение АЧХ достаточно точное, ошибка менее 20%, в то время как АЧХ опорного фильтра при изменённом шаге квантования (точечная линия) отличается в несколько раз (до 400%).

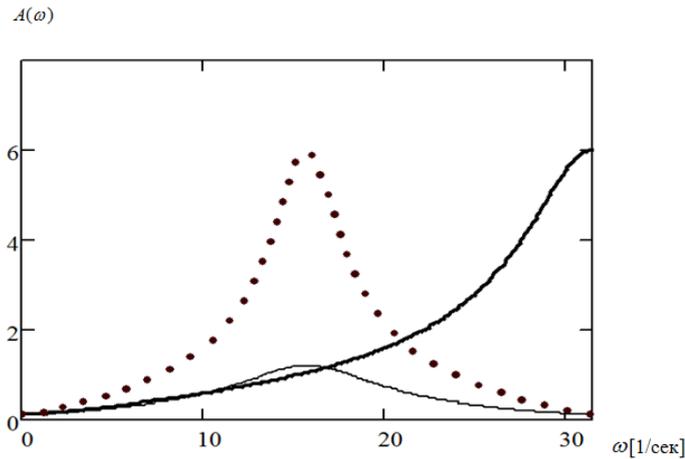


Рис. 5. АЧХ опорного фильтра (жирная линия), опорного фильтра при измененном периоде $T_0 \cdot N$ (точки) и подобного ЦФ ($N=2, a_0=-0.8, b_0=-0.7$)

При выровненных статических коэффициентах частотные характеристики подобного фильтра близки к характеристикам опорного. Однако при этом, как показывают расчёты, весовые функции не лежат на одинаковых кривых. Таким образом, формирование подобных фильтров при изменении периода T_0 можно выполнять двумя различными способами:

- использовать формулы (2), (4), обеспечивающие приближение весовых функций;

- использовать формулы (2), (4), (6), обеспечивающие приближение частотных свойств и статики.

Соответствующий выбор метода обусловлен конкретной технической задачей.

Перестройка параметров цифровых фильтров второго порядка

Рассмотрим цифровые фильтры, описываемые Z – передаточными функциями второго порядка с комплексными полюсами. Другой возможный случай, соответствующий паре действительных полюсов, может быть сведён к разбиению на два фильтра первого порядка и далее не рассматривается.

Пусть передаточная функция $D_0(z)$ опорного фильтра имеет вид:

$$D_0(z, a, b) = \frac{a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0}{b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0},$$

где векторы a и b определяют динамику ЦФ, а $b_2=1$, что всегда можно обеспечить.

Для получения весовой функции $w_0[k \cdot T_0]$ фильтра разобьём $D_0(z, a, b)$ на два слагаемых:

$$D_0(z) = \frac{a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z}{z^2 + b_1 \cdot z + b_0} + z^{-1} \cdot \frac{a_0 \cdot z}{z^2 + b_1 \cdot z + b_0}.$$

После приведения данных z -изображений к табличным из [2], получим из таблиц соответствующие оригиналы:

$$F_1[k \cdot T_0] = e^{-\alpha \cdot T_0 \cdot k} \cdot \sin(\beta \cdot T_0 \cdot k),$$

$$F_2[k \cdot T_0] = e^{-\alpha \cdot T_0 \cdot k} \cdot \cos(\beta \cdot T_0 \cdot k),$$

где числовые коэффициенты выражений F_1 и F_2 определяются через параметры a и b :

$$e^{-\alpha \cdot T_0} = \sqrt{b_0},$$

$$\cos(\beta \cdot T_0) = \frac{-b_1}{2 \cdot \sqrt{b_0}},$$

$$\sin(\beta \cdot T_0) = \frac{1}{\sqrt{b_0}} \cdot \sqrt{b_0 - \left(\frac{b_1}{2}\right)^2}.$$

Оригинал – решётчатая весовая функция фильтра $w_0[k \cdot T_0]$ определится в форме композиции табличных оригиналов. После арифметических преобразова-

ной весовая функция $w_0[k \cdot T_0]$ опорного цифрового фильтра запишется в форме:

$$w_0[k \cdot T_0] = A1 \cdot F2[k \cdot T_0] + A2 \cdot F1[k \cdot T_0] + R2, \quad (7)$$

где $R2 = -A1$ при $k=0$, $R2 = 0$ при $k > 0$. Здесь $A1$ и $A2$ – числовые коэффициенты при различных составляющих движениях, которые определяются через параметры

a, b исходной передаточной функции $D0(z)$ по соотношениям:

$$A1(a, b) = a_2 - a_0 / b_0,$$

$$A2(a, b) = \frac{a_2 + a_0 / b_0 + 2 \cdot a_1 / (-b_1)}{\sqrt{(4 \cdot b_0 - b_1^2) / b_1^2}}.$$

Пример реализации весовой функции ЦФ второго порядка приведён на рис. 6.

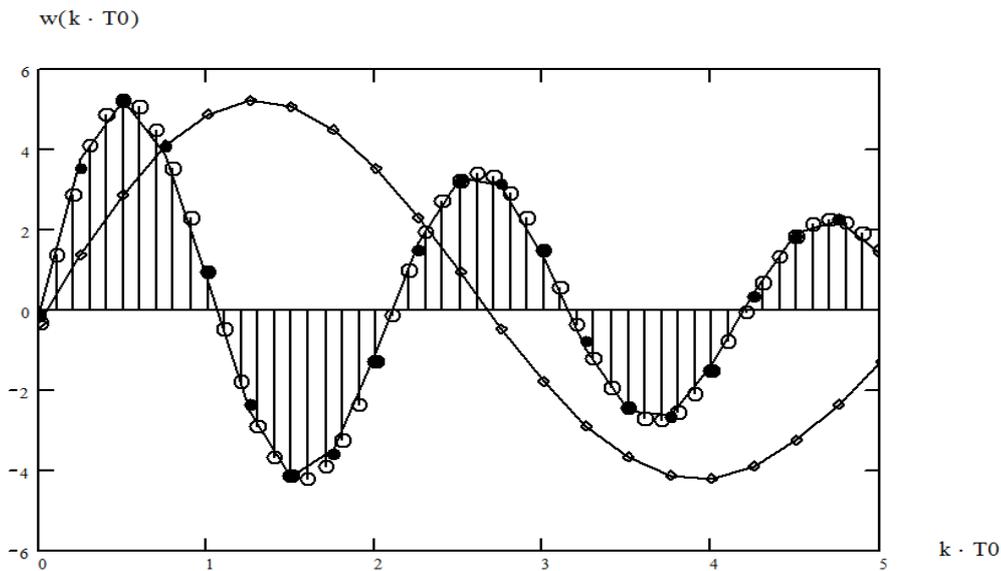


Рис. 6. Весовые функции ЦФ второго порядка: опорный фильтр (кружки), подобный фильтр (чёрные точки) и опорный фильтр при периоде $T_0 \cdot N$ ($a_2=1, a_1=0.2, a_0=0.5, b_1=-1.919, b_0=0.959, N=2.4$)

Рассмотрим далее преобразование z-передаточной функции при изменении периода дискретности $T1 = T0 \cdot N$. Из формулы (7) при изменении периода квантования, но при условии совпадения точек w_0 и w_{10} , после преобразований получим компоненты нового вектора $b1$ коэффициентов знаменателя передаточной функции $D10(z, a1, b1)$:

$$b1_0 = [EXP(-2 \cdot \alpha \cdot T0)]^N = b_0^N, \quad (8)$$

$$b1_1 = -2 \cdot \cos(N \cdot \arccos(-b_1 / 2 \cdot \sqrt{b_0})) \cdot (\sqrt{b_0})^N.$$

Для вычисления коэффициентов $a1$ числителя составим уравнения из условий близости весовых функций опорного $D0$ и подобного $D10$ фильтров в моменты времени $t_k = k \cdot T0 \cdot N$. Характерно, что при целом N точки весовых функций будут совпадать, а в случае дробного N точки весовой функции w_{10} будут лежать на той же непрерывной кривой, что и точки весовой функции w_0 .

Данные уравнения составим для отдельных составляющих движения из (7):

$$A1(a, b) \cdot EXP(-\alpha \cdot t) \cdot \cos(\beta \cdot t) = A1(a1, b1) \cdot EXP(-\alpha \cdot t) \cos(\beta \cdot t),$$

$$A2(a,b) \cdot EXP(-\alpha \cdot t) \cdot \sin(\beta \cdot t) = \\ = A2(a_1, b_1) \cdot EXP(-\alpha \cdot t) \cdot \sin(\beta \cdot t)$$

при $t = N \cdot T_0 \cdot k_1$.

Приравнивая коэффициенты, получим два линейных уравнения для определения параметров a_i подобного фильтра. Добавив третье уравнение, полученное из условий обеспечения одинакового статического коэффициента KS опорного и подобного фильтров:

$$KS = D0(z=1) = D10(z=1) = \\ = (a_2 + a_1 + a_0) / (1 + b_1 + b_1_0),$$

запишем систему

$$\begin{aligned} a_1_2 - a_1_0 / b_1_0 &= A2(a,b), \\ a_1_2 + 2 \cdot a_1_1 / (-b_1_1) + a_1_0 / b_1_0 &= E2, \\ a_1_2 + a_1_1 + a_1_0 &= E3, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} E2 &= A1(a,b) \cdot \sqrt{(4 \cdot b_1_0 - b_1_1^2) / (b_1_1^2)}, \\ E3 &= (1 + b_1_1 + b_1_0) \cdot KS. \end{aligned}$$

Система (9) – система линейных алгебраических уравнений, причём в правой части (9) стоят функции от коэффициентов a, b и b_1_i , посчитанных по соотношениям (8).

Сравнительно несложный вид (9) позволяет записать в случае невырожденности решение – коэффициенты a_i , выраженные через a_i, b_i и b_1_i :

$$a_1_2 = \frac{A2(a,b) \cdot (1 + 2 / b_1_1) + E2 + E3 \cdot (2 / b_1_1)}{2 \cdot (1 + (1 + b_1_0) / b_1_1)},$$

$$a_1_1 = A2(a,b) + E3 - a_1_2(1 + b_1_0), \quad (10)$$

$$a_1_0 = (a_1_2 - A2(a,b)) \cdot b_1_0,$$

где $A2(a,b), E2, E3$ определяются из (9) через коэффициенты b_1_i .

Таким образом, при изменении периода квантования T_0 для обеспечения близости весовой функции **подобного** цифрового фильтра **опорной** весовой функции достаточно изменять параметры цифрового фильтра в соответствии с зависимостями (2), (4) для фильтра первого порядка и по (8), (10) для фильтра второго порядка. Эти выводы справедливы и тогда, когда коэффициент N изменения периода квантования T_0 не является целым числом, поскольку и в этом случае точки весовой функции лежат на тех же линиях, что и точки весовой функции опорного фильтра. На рис.6 приведены весовые функции опорного фильтра и подобного фильтра, рассчитанного по соотношениям (8), (10) при дробном коэффициенте кратности периодов $N = 2.4$.

Построение подобных фильтров произвольного порядка

Выше были получены формулы для перестройки параметров опорного фильтра первого и второго порядка с целью получения близких весовых функций фильтра при известном коэффициенте N изменении периода дискретности $T_1 = T_0 \cdot N$. Однако в ряде случаев ЦАУ описываются z -передаточными функциями высокого порядка, больше второго.

Для перестройки параметров фильтра высокого порядка при изменении периода дискретности целесообразно использовать следующую последовательность шагов.

1. Представить z -передаточную функцию цифрового фильтра в виде суммы или произведения звеньев первого и второго порядка, используя методы последовательного или параллельного программирования ЦФ [1]. Составить программу работы цифрового вычислителя, реализующего цифровой фильтр, составленный из звеньев первого и второго порядка, с учётом изменения констант про-

граммы при изменении периода дискретности.

2. Составить программу для настройки констант каждого элементарного ЦФ в функции от параметра N по соотношениям (2),(4) и (8),(10).

3. Рассчитать пороговое значение N_{\min} кратности периода, при котором требуется перестройка параметров.

4. Осуществить идентификацию текущего значения $T0$ и, в случае необходимости, при $N > N_{\min}$ произвести перестройку параметров цифрового регулятора [3].

Пункты 1-3 выполняются на этапе разработки ЦАУ, а перестройка параметров (п.4) осуществляется в процессе работы цифровой системы управления по заранее рассчитанным и запрограммированным соотношениям.

Библиографический список

1. Шамриков Б.М. Основы теории цифровых систем управления: учеб. для высш. техн. учеб. заведений. М.: Машиностроение, 1985. 286 с.

2. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 312 с.

3. Фурсов В.А. Основы построения адаптивных систем управления: учеб. пособие / под ред. Б. М. Шамрикова. М.: МАИ, 1985. 38 с.

Информация об авторе

Белогов Виктор Дмитриевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Системы автоматического и интеллектуального управления», Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет).

E-mail: belonogov@bk.ru. Область научных интересов: теория цифровых систем управления, автоматизация проектирования систем автоматического управления, вычислительные методы и алгоритмы задач управления.

REARRANGEMENT OF DIGITAL CONTROL ALGORITHMS WITH VARIABLE DISCRETE PITCH SIZE

© 2014 V. D. Belonogov

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russian Federation

The necessity to change the control task discreteness period $T0$ can arise in the course of operation when performing a multidimensional set of tasks of digital control, filtration and control on processors having limited computing power. This can be caused, for example, by a necessity to solve more important tasks occupying the computing resources at certain moments. In this case control tasks will be solved within an increased discreteness period $T0 \cdot N$, which will lead to the deterioration of the system dynamics at constant parameters of the digital regulator, and even to the loss in stability of a closed digital system, which is possible with a sufficient change of the period. A rearrangement of regulator parameters (operational conversion) versus the N parameter determining the rate of quantization period change is needed to recover the circuit dynamic properties. This algorithm rearrangement should be implemented automatically in the process of digital system functioning and, consequently, the rearrangement algorithms should take a fairly simple form. The present work is concerned with the rearrangement of digital control algorithms in case of a significant change in the discreteness period of the control task. The criteria of the proximity of digital regulator characteristics are given for the changed and initial discrete pitch size $T0$. Explicit formulae of digital regulator constant conversion are obtained for the simplest control laws based on the criteria presented and a methodology of control constants rearrangement is formed for the general case.

Digital control, discreteness period, parameter rearrangement, z-transfer functions, real frequency, system statics, frequency response, lattice weight function.

References

1. Shamrikov B.M. Osnovy teorii tsifrovyykh sistem upravleniya: uchebnyk dlya vysshikh tekhnicheskikh uchebnykh zavedeniy [Basic theory of digital control systems]. Moscow: Mashinostroenie Publ., 1985. 286 p.
2. Kim D.P. Teoriya avtomaticheskogo upravleniya. T. 1. Lineynye sistemy [Automatic control theory. V. 1. Linear systems]. Moscow: PHIZMATLIT Publ., 2007. 312 p.
3. Fursov V.A. Osnovy postroeniya adaptivnykh sistem upravleniya: uchebnoe posobie [Basics of adaptive control systems. Tutorial / ed. by B.M. Shamrikov]. Moscow: MAI Publ., 1985. 38 p.

About the author

Belonogov Viktor Dmitrievich, Candidate of Science (Engineering), Associate Professor, Department of Systems of Automatic and Intelligent Control, Moscow Aviation Institute (National Research University),

Moscow, Russian Federation. E-mail: belonogov@bk.ru. Area of Research: Theory of digital control systems, computer-aided design of automatic control systems, computational methods and control task algorithms.