
ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 62-50
DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-5-411-418

РАСЧЕТ ЦИФРОВЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ КОМБИНИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРЕДЕЛЬНОЙ НЕПРЕРЫВНОЙ МОДЕЛИ. Ч. I. ПОСТРОЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНОЙ НЕПРЕРЫВНОЙ МОДЕЛИ

А. И. ЕРМОЛЕНКО, А. И. КОРШУНОВ

*Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“,
198514, Санкт-Петербург, Россия
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru*

В общем случае произвольного порядка непрерывной части построена предельная непрерывная модель цифровой следящей системы (ЦСС) комбинированного управления, к свойствам которой неограниченно приближаются свойства ЦСС при повышении частоты измерения рассогласования. Получено аналитическое выражение для коэффициентов дискретного фильтра, вырабатывающего добавку к задающему воздействию, компенсирующую скоростную ошибку и ошибку по ускорению ЦСС. Коэффициенты дискретного фильтра выражены через параметры непрерывной части ЦСС, что позволяет не определять ее дискретную передаточную функцию.

Ключевые слова: *цифровая следящая система, предельная непрерывная модель*

Введение. Использование комбинированного управления для повышения точности систем автоматического управления предложено Г. В. Щипановым еще в середине прошлого века. В развитие теории комбинированного управления важнейший вклад внесли А. Г. Ивахненко, В. С. Кулебакин, А. И. Кухтенко, Б. Н. Петров, Г. М. Уланов. Особенно успешно комбинированное управление применялось при проектировании высокоточных силовых следящих приводов ракетно-артиллерийских систем [1]. Интерес к комбинированному управлению сохраняется и в наше время, см., например, [2—4]. Применение комбинированного управления особенно целесообразно, „когда задающее воздействие вычисляется в ЦВМ“ [5, 6], что соответствует рассматриваемым в настоящей статье цифровым следящим системам (ЦСС).

В случае необходимости повысить динамическую точность действующих ЦСС, например ЦСС корабельных АСУ первых поколений, использование комбинированного управления оказывается единственно возможным способом [7, 8]. Однако при низкой частоте измерения рассогласования, характерной для ЦСС АСУ первых поколений, при компенсации скоростной ошибки и ошибки по ускорению не удастся получить высокое качество переходных процессов при обработке скачков задающего воздействия, хотя качество обработки ненулевых начальных условий остается высоким [8].

Повышение частоты вычисления рассогласования позволяет, как показано в работе [9], повысить качество обработки скачков задающего воздействия при компенсации скоростной ошибки и ошибки по ускорению. В упомянутой работе предложен способ расчета ЦСС

с использованием ее предельной непрерывной модели; к свойствам этой, полученной в статье модели, свойства ЦСС неограниченно приближаются при бесконечном повышении частоты вычисления рассогласования. Идея использования предельной непрерывной модели систем с периодическим высокочастотным изменением структуры [10] оказалась достаточно плодотворной также для анализа и синтеза этого сложного и пока малоизученного класса нелинейных дискретных систем. В работе [9] получена предельная непрерывная модель конкретной ЦСС, непрерывная часть которой имела третий порядок. При этом были использованы коэффициенты передаточной функции ЦСС, полученные в результате выполнения довольно трудоемкого Z -преобразования.

В настоящей статье предложен способ получения предельной непрерывной модели ЦСС комбинированного управления в общем случае при непрерывной части, имеющей произвольный порядок.

Построение предельной непрерывной модели ЦСС. Передаточная функции линеаризованной ЦСС с астатизмом первого порядка определяется выражением [11]

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_{\text{НЧ}}(p)}{p} \right\}, \quad (1)$$

где $W_{\text{НЧ}}(p) = \frac{KR_m(p)}{pQ_{n-1}(p)}$ — передаточная функции непрерывной части ЦСС, $R_m(p) = 1 + \sum_{i=1}^m r_i p^i$,

$Q_{n-1}(p) = 1 + \sum_{i=1}^{n-1} q_i p^i$, K — коэффициент преобразования.

Разложение на простейшие дроби

$$\frac{W_{\text{НЧ}}(p)}{p} = K \frac{R_m(p)}{p^2 Q_{n-1}(p)} = K \left[\frac{A}{p^2} + \frac{B}{p} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{C_i}{p-p_i} \right],$$

где $A=1$, $B=r_1-q_1$, $C_i = \frac{R_m(p_i)}{p_i^2} \bigg/ \frac{d}{dp} Q_{n-1}(p_i)$, p_i — корни уравнения $Q_{n-1}(p) = 0$, $\text{Re } p_i < 0$, $i = 1, 2, \dots, n-1$, и выполнение Z -преобразования дает

$$W(z) = KT \left(\frac{1}{z-1} + \frac{r_1-q_1}{T} + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{n-1} C_i \frac{z-1}{z-d_i} \right) = KT \frac{R_{n-1}(z)}{(z-1)Q_{n-1}(z)}, \quad (2)$$

где $d_i = \exp(p_i T)$, T — период вычисления рассогласования (шаг квантования по времени);

$Q_{n-1}(z) = \prod_{i=1}^{n-1} (z-d_i) = z^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i z^i$, $R_{n-1}(z) = \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i z^i$, α_i, β_i — постоянные коэффициенты.

Очевидно полезное в дальнейшем равенство

$$\lim_{z \rightarrow 1} (z-1)W(z) = (z-1)W(z) \Big|_{z=1} = KT. \quad (3)$$

Получение в общем виде выражений для коэффициентов числителя передаточной функции $W(z)$ достаточно трудоемко, сами выражения весьма громоздки и неудобны для получения предельной непрерывной модели. Для исключения этого затруднения можно использовать приближенный способ выполнения Z -преобразования, дающий точный результат при $T \rightarrow 0$. Поэтому при построении предельной непрерывной модели приближенный характер метода не является препятствием к его применению. Согласно этому методу, не требующему разложения дроби на простейшие [12], получаем

$$W(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_{\text{НЧ}}(p)}{p} \right\} = \frac{z-1}{z} \frac{z}{T} K \frac{R_m(p)}{p^2 Q_{n-1}(p)} \Big|_{p=\frac{z-1}{T}} = \frac{KR_m(p)}{pQ_{n-1}(p)} \Big|_{p=\frac{z-1}{T}}. \quad (4)$$

На рис. 1 представлена структурная схема ЦСС комбинированного управления [12]. При компенсации скоростной ошибки и ошибки по ускорению передаточная функция дискретного фильтра, вводящего в закон управления первую и вторую разности задающего воздействия, имеет вид [8, 9]

$$\varphi(z) = \tau_1(1 - z^{-1}) + \tau_2(1 - z^{-1})^2. \quad (5)$$

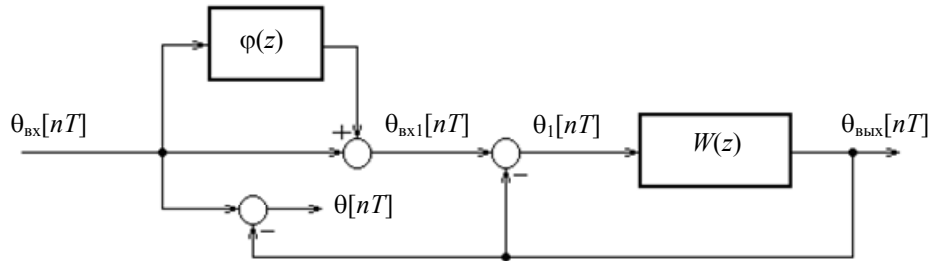


Рис. 1

Передаточная функция ЦСС комбинированного управления по ошибке [12] после подстановки приближенного выражения $W(z)$ (см. формулу (4)) имеет вид

$$\Phi_\theta(z) = \frac{\Theta(z)}{\Theta_{\text{вх}}(z)} = \frac{1 - \varphi(z)W(z)}{1 + W(z)} = \frac{R_\theta(z)}{z^2(pQ_{n-1}(p) + KR_m(p))} \Bigg|_{p=\frac{z-1}{T}}, \quad (6)$$

где

$$R_\theta(z) = z^2 pQ_{n-1}(p) - (\tau_1 T z p + \tau_2 T^2 p^2) K R_m(p) \Bigg|_{p=\frac{z-1}{T}} = (z^2 - z K \tau_1 T) p + (z^2 q_1 - z r_1 K \tau_1 T - K \tau_2 T^2) p^2 + (z^2 q_2 - z r_2 K \tau_1 T - K r_1 \tau_2 T^2) p^3 + \dots \Bigg|_{p=\frac{z-1}{T}}. \quad (7)$$

Параметры τ_1, τ_2 дискретного фильтра $\varphi(z)$ (5) должны обеспечить в установившемся режиме безошибочную отработку равноускоренного задающего воздействия $\theta_{\text{вх}}[nT] = 0,5\varepsilon(nT)^2 1[nT]$, $\Theta_{\text{вх}}(z) = Z\{\theta_{\text{вх}}[nT]\} = 0,5\varepsilon T^2 z(z+1)/(z-1)^3$, где $\varepsilon = \text{const}$ — ускорение.

Определив Z-преобразование ошибки управления при отработке равноускоренного задающего воздействия, получим

$$\Theta(z) = Z\{\theta[nT]\} = \Phi_\theta(z) \frac{\varepsilon T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3}. \quad (8)$$

Если существует установившаяся ошибка при слежении с постоянным ускорением, то ее можно определить, вычислив предел

$$\theta_\varepsilon = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)\Theta(z) = \frac{\varepsilon T^2}{2} \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \frac{z(z+1)}{(z-1)^3} \times \frac{(z^2 - z K \tau_1 T) p + (z^2 q_1 - z r_1 K \tau_1 T - K \tau_2 T^2) p^2 + (z^2 q_2 - z r_2 K \tau_1 T - K r_1 \tau_2 T^2) p^3 + \dots}{z^2(pQ_{n-1}(p) + KR_m(p))} \Bigg|_{p=\frac{z-1}{T}}. \quad (9)$$

Очевидно, что выполнение равенств

$$\left. \begin{aligned} 1 - K \tau_1 T &= 0, \\ q_1 - r_1 K \tau_1 T - K \tau_2 T^2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

и расположение корней уравнения

$$\frac{z-1}{T} Q_{n-1}\left(\frac{z-1}{T}\right) + KR_m\left(\frac{z-1}{T}\right) = 0 \tag{11}$$

внутри центрального круга единичного радиуса на плоскости Z является необходимым и достаточным условием равенства нулю ошибки по ускорению ($\theta_\varepsilon = 0$).

Заметим, что расположение корней уравнения

$$pQ_{n-1}(p) + KR_m(p) = 0 \tag{12}$$

слева от мнимой оси плоскости p — только необходимое условие расположения корней уравнения (11) внутри круга с единичным радиусом.

Решая систему линейных уравнений (10), находим

$$\tau_1 = 1/KT, \quad \tau_2 = (q_1 - r_1)/KT^2. \tag{13}$$

Очевидно, что полученное значение τ_1 обеспечивает компенсацию скоростной ошибки. Такое же значение получается при использовании точной передаточной функции ЦСС, имеющей первый порядок астатизма [12]. Значение же τ_2 требует уточнения (рассматривается далее).

Для построения предельной непрерывной модели ЦСС комбинированного управления с компенсацией скоростной ошибки и ошибки по ускорению рассмотрим приближенную частотную передаточную функцию по ошибке в функции абсолютной псевдочастоты [5]

$$\lambda = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} :$$

$$\begin{aligned} \Phi_\theta(j\lambda) &= \Phi_\theta(z) \Big|_{z=\frac{1+j\lambda T/2}{1-j\lambda T/2}} = \frac{A(j\lambda)}{B(j\lambda)}, \\ A(j\lambda) &= \left(\frac{1+j\lambda T/2}{1-j\lambda T/2}\right)^2 \frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2} Q_{n-1}\left(\frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2}\right) - \\ &\quad - \left[\frac{1+j\lambda T/2}{1-j\lambda T/2} \frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2} + (q_1 - r_1) \left(\frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2}\right)^2 \right] R_m\left(\frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2}\right), \\ B(j\lambda) &= \left(\frac{1+j\lambda T/2}{1-j\lambda T/2}\right)^2 \left[\frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2} Q_{n-1}\left(\frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2}\right) + KR_m\left(\frac{j\lambda}{1-j\lambda T/2}\right) \right]. \end{aligned}$$

Переходя к пределу при $T \rightarrow 0$, с учетом $\lim_{T \rightarrow 0} \lambda = \omega$, где ω — круговая частота, получаем

$$\Phi_\theta(j\omega) = \frac{j\omega Q_{n-1}(j\omega) + (j\omega + (q_1 - r_1)(j\omega)^2)R_m(j\omega)}{j\omega Q_{n-1}(j\omega) + KR_m(j\omega)}. \tag{14}$$

Нетрудно проверить, что выражение (14) представляет собой частотную передаточную функцию по ошибке непрерывной следящей системы комбинированного управления, структурная схема которой приведена на рис. 2

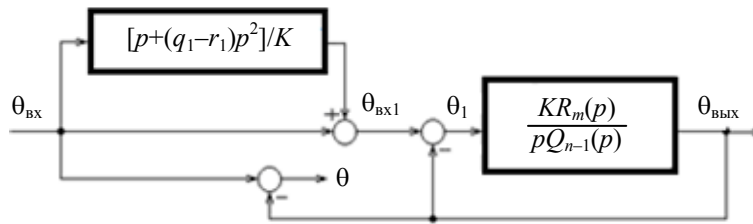


Рис. 2

Следовательно, линеаризованная модель ЦСС комбинированного управления (см. рис. 1) при периоде вычисления рассогласования T , стремящемся к нулю, приближается по своим свойствам к непрерывной следящей системе (см. рис. 2).

Точное значение коэффициента τ_2 (13) при конечном периоде T . Точные значения τ_1 и τ_2 можно определить по точной дискретной модели ЦСС комбинированного управления из условия третьего порядка астатизма передаточной функции эквивалентной ЦСС с управлением по отклонению [13]. Полагая наличие единичного корня характеристического полинома этой передаточной функции с кратностью 3, равной порядку астатизма, получаем систему двух линейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} Q_{n-1}(1) - \tau_1 KTR_{n-1}(1) &= 0, \\ 2Q_{n-1}(1) + dQ_{n-1}/dz(1) - \tau_1 KTdR_{n-1}/dz(1) - \tau_2 KTR_{n-1}(1) &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где $Q_{n-1}(z), R_{n-1}(z)$ — полиномы $W(z)$ (см. формулу (2)), $Q_{n-1}(1) = \prod_{i=1}^{n-1} (1-d_i) = 1 + \sum_{i=0}^{n-2} \alpha_i$,

$$R_{n-1}(1) = \sum_{i=0}^{n-1} \beta_i, \quad dQ_{n-1}/dz(1) = n-1 + \sum_{i=1}^{n-2} i\alpha_i, \quad dR_{n-1}/dz(1) = \sum_{i=1}^{n-1} i\beta_i.$$

Очевидно, что основная трудность определения точных значений τ_1 и τ_2 описанным в работе [9] методом заключается в необходимости определения точных значений коэффициентов α_i и β_i . Другой подход к вычислению τ_1 и τ_2 состоит в определении скоростной ошибки и ошибки по ускорению. Как показано в [12], в общем случае астатизма ЦСС первого порядка $\tau_1 = 1/KT$. В частном случае, согласно [8], значение τ_2 выражено через K, T и параметры непрерывной части (постоянные времени).

Для определения ошибки по ускорению в общем случае при скомпенсированной скоростной ошибке требуется вычислить предел

$$\begin{aligned} \theta_\varepsilon &= \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \frac{\varepsilon_{\text{вх}} T^2}{2} \frac{z(z+1) 1 - \tau_1 (1-z^{-1})W(z)}{(z-1)^3 1+W(z)} = \varepsilon T^2 \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1 - (1-z^{-1})W(z)/KT}{(z-1)[z-1+(z-1)W(z)]} = \\ &= \frac{\varepsilon T^2}{KT} \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z - (z-1)W(z,0)/KT}{(z-1)} = \frac{\varepsilon T^2}{KT} \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ 1 - \frac{d}{dz} [(z-1)W(z)/KT] \right\} = \\ &= \frac{\varepsilon T^2}{KT} \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ 1 - \frac{d}{dz} \left[1 - \frac{r_1 - q_1}{T} (z-1) + \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{n-1} C_i \frac{(z-1)^2}{z-d_i} \right] \right\} = \frac{\varepsilon T^2}{KT} \left(1 + \frac{q_1 - r_1}{T} \right). \end{aligned} \quad (16)$$

При вычислении предела использовано соотношение (3) и правило Лопиталья. Дифференцирование функции $(z-1)W(z)/KT$ выполнено с учетом выражения (2).

Для компенсации ошибки по ускорению к $\theta_{\text{вх}}[nT]$ необходимо прибавить ее вторую разность: $\Delta^2 \theta_{\text{вх}}[nT] = \theta_{\text{вх}}[nT] - 2\theta_{\text{вх}}[(n-1)T] + \theta_{\text{вх}}[(n-2)T] = \frac{\varepsilon T^2}{2} [n^2 - 2(n-1)^2 + (n-2)^2] = \varepsilon T^2$, умноженную на коэффициент τ_2 , обеспечивающий равенство добавки и ошибки по ускорению θ_ε :

$$\tau_2 \varepsilon T^2 = \theta_\varepsilon = \frac{\varepsilon T^2}{KT} \left(1 + \frac{q_1 - r_1}{T} \right) = \frac{\varepsilon T^2}{KT^2} (T + q_1 - r_1). \quad (17)$$

Из уравнения (17) следует выражение

$$\tau_2 = \frac{T + q_1 - r_1}{KT^2}, \quad (18)$$

не содержащее коэффициентов передаточной функции $W(z)$ (2).

Таким образом, в случае компенсации обеих ошибок (скоростной и по ускорению)

$$\varphi(z) = \frac{1}{KT}(1 - z^{-1}) + \frac{T + q_1 - r_1}{KT^2}(1 - z^{-1})^2. \quad (19)$$

Заключение. Получена предельная непрерывная модель ЦСС комбинированного управления с компенсацией скоростной ошибки и ошибки по ускорению при любом порядке ее непрерывной части.

Близость свойств ЦСС и ее предельной непрерывной модели позволяет в общем случае использовать для ее расчета любые методы синтеза непрерывных систем, достаточно хорошо разработанные, а удовлетворение ЦСС заданным требованиям обеспечивать посредством выбора высокой частоты вычисления рассогласования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яворский В. Н., Бессонов А. А., Потапов А. М. Проектирование инвариантных следящих приводов. М.: Высш. школа, 1963. 428 с.
2. Лукьянова Г. В., Никифоров В. О. Алгоритм компенсации внешних детерминированных возмущений: операторный метод синтеза // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2003. № 10. С. 5—10.
3. Бобцов А. А., Лукьянова Г. В., Никифоров В. О. Алгоритм компенсации внешнего гармонического возмущения неизвестной частоты для систем активной виброзащиты // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 11. С. 39—43.
4. Никифоров В. О., Лукьянова Г. В. Следящая система комбинированного управления // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2011. Т. 76, № 6. С. 39—43.
5. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 575 с.
6. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 768 с.
7. Ермоленко А. И. Повышение точности цифровых следящих систем при вводе данных в торпедное оружие на маневре уклонения // Материалы XV молодежной науч.-техн. конф. „Взгляд в будущее — 2017“. СПб: ЦКБ МТ „Рубин“, 2017. С. 239—249.
8. Ермоленко А. И., Кориунов А. И. Повышение динамической точности цифровых следящих систем АСУТП методом комбинированного управления. Ч. I. Низкий темп вычисления рассогласования // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 4. С. 309—215.
9. Ермоленко А. И., Кориунов А. И. Повышение динамической точности цифровых следящих систем АСУТП методом комбинированного управления. Ч. II. Высокий темп вычисления рассогласования // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 12. С. 1036—1044.
10. Кориунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52, № 9. С. 42—48.
11. Кориунов А. И. Основы теории управления. Руководство к курсовому проектированию. Петродворец: ВМУРЭ им. А. С. Попова, 1998. С. 136.
12. Кориунов А. И. Основы теории управления. Часть II. Основы теории и систем автоматического управления. Петродворец: ВМПИ, 2017. 167 с.
13. Бесекерский В. А., Федоров С. М. Применение эквивалентной передаточной функции при расчете следящих систем комбинированного управления // Тр. I Междунар. конгресса по автоматическому управлению. М.: Изд-во АН СССР, 1961. Т. I. С. 154—165.

Сведения об авторах

- Артём Игоревич Ермоленко** — курсант; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, факультет САУ
- Анатолий Иванович Коришунов** — д-р техн. наук, профессор; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, кафедра радиоэлектроники; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Поступила в редакцию
17.09.18 г.

Ссылка для цитирования: Ермоленко А. И., Коришунов А. И. Расчет цифровых следящих систем комбинированного управления с использованием предельной непрерывной модели. Ч. I. Построение предельной непрерывной модели // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 5. С. 411—418.

**CALCULATION OF DIGITAL TRACKING SYSTEMS OF COMBINED CONTROL
USING A LIMITING CONTINUOUS MODEL.
PART I. CONSTRUCTION OF A LIMITING CONTINUOUS MODEL**

A. I. Ermolenko, A. I. Korshunov

*Naval Polytechnic Institute "N. G. Kuznetsov Naval Academy",
198514, St, Petersburg, Russia
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru*

In the general case of continuous part of an arbitrary order, a limiting continuous model of digital tracking system (DSS) of combined control is constructed, so that the DSS properties approach indefinitely to the properties of the model with increasing frequency of the mismatch measurements. A discrete filter is considered which generates an additive to the master control, compensating for the speed error and the error in the DSS acceleration by variation of parameters of the continuous part of the system. An analytical expression for the filter coefficients is derived.

Keywords: digital tracking system, limiting continuous model

REFERENCES

1. Yavorskiy V.N., Bessonov F.F., Potapov A.M. *Proektirovanie invariantnykh sledyashchikh privodov* (Design of Invariant Tracking Drives), Moscow, 1963, 428 p. (in Russ.)
2. Luk'yanova G.V., Nikiforov V.O. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2003, no. 10, pp. 5–10. (in Russ.)
3. Bobtsov A.A., Luk'yanova G.V., Nikiforov V.O. *Journal of Instrument Engineering*, 2007, no. 11(50), pp. 39–43. (in Russ.)
4. Nikiforov V.O., Luk'yanova G.V. *Scientific and Technical Journal of Information Technologies, Mechanics and Optics*, 2011, no. 6(76), pp. 39–43. (in Russ.)
5. Besekerskiy V.A. *Tsifrovye avtomaticheskie sistemy* (Digital Automatic Systems), 1976, 576 p. (in Russ.)
6. Besekerskiy V.A., Popov E.P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* (The Theory of Automatic Control Systems), Moscow, 1972, 768 p. (in Russ.)
7. Ermolenko A.I. *Materialy XV molodezhnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii "Vzglyad v budushchee-2017"* (Proceedings of the XV Scientific and Technical Youth Conference "Looking to the Future-2017"), St. Petersburg, 2017, pp. 239–249. (in Russ.)
8. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, no. 4(61), pp. 309–315. (in Russ.)
9. Ermolenko A.I., Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2018, no. 12(61), pp. 1036–1044. (in Russ.)
10. Korshunov A.I. *Journal of Instrument Engineering*, 2009, no. 9(52), pp. 42–48. (in Russ.)
11. Korshunov A.I. *Osnovy teorii upravleniya. Rukovodstvo k kursovomu proektirovaniyu* (Bases of the Theory of Management. The Management to Course Design), Petrodvorets, 1998, 136 p. (in Russ.)
12. Korshunov A.I. *Osnovy teorii upravleniya. Osnovy teorii i sistem avtomaticheskogo upravleniya* (Bases of the Theory of Management. Bases of the Theory and Systems of Automatic Control), Petrodvorets, 2017, 167 p. (in Russ.)
13. Besekerskiy V.A., Fedorov S.M. *Trudy I mezhdunarodnogo kongressa Mezhdunarodnoy federatsii po avtomaticheskomu upravleniyu* (Proceedings of the I International Congress of the International Federation on Automatic Control), Moscow, 1961, vol. I, pp. 154–165. (in Russ.)

Data on authors

- Artem I. Ermolenko** — Cadet, Naval Polytechnic Institute "N. G. Kuznetsov Naval Academy",
Department of Automatic Control Systems
- Anatoly I. Korshunov** — Dr. Sci., Professor; Naval Polytechnic Institute "N. G. Kuznetsov Naval
Academy", Department of Radio Electronics;
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

For citation: Ermolenko A. I., Korshunov A. I. Calculation of digital tracking systems of combined control using a limiting continuous model. Part I. Construction of a limiting continuous model. *Journal of Instrument Engineering*. 2019. Vol. 62, N 5. P. 411—418 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2019-62-5-411-418