

ПОВЫШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТИ ЦИФРОВЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ АСУ ТП МЕТОДОМ КОМБИНИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ. Ч. II. ВЫСОКИЙ ТЕМП ВЫЧИСЛЕНИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ

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*

Повышение производительности автоматизированных систем управления технологическим процессом (АСУ ТП) ужесточает требования к точности цифровых следящих систем (ЦСС) опорно-поворотных устройств. Компенсации скоростной ошибки и ошибки по ускорению часто достаточно для удовлетворения требованиям динамической точности. Рассмотрена компенсация скоростной ошибки и ошибки по ускорению ЦСС современных АСУ ТП с достаточно высоким темпом вычисления рассогласования. При увеличении темпа вычисления рассогласования ЦСС комбинированного управления по свойствам приближается к непрерывной следящей системе комбинированного управления, параметры которой определены. Предложен метод расчета ЦСС комбинированного управления. Суть метода состоит в обеспечении в непрерывной следящей системе показателей качества управления, несколько лучших, чем заданы для ЦСС, и выборе периода вычисления рассогласования, обеспечивающего заданное качество управления ЦСС. Такой подход позволяет получать в ЦСС комбинированного управления высокое качество как свободных, так и переходных процессов, вызванных изменением задающего воздействия.

Ключевые слова: компенсация, скоростная ошибка, ошибка по ускорению, высокий темп вычисления рассогласования

Повышение производительности технологических процессов обуславливает ужесточение требований к управляющим ими автоматизированным системам управления (АСУ ТП) и, в частности, к электромеханическим цифровым следящим системам (ЦСС), осуществляющим механическое управляющее воздействие на объект управления. При повышении динамичности изменения управляющих воздействий, оцениваемой обычно их первой и второй производными по времени, возрастают требования к динамической точности ЦСС, оцениваемой скоростной ошибкой и ошибкой по ускорению.

Использование радикального средства повышения динамической точности ЦСС — исключения скоростной ошибки и ошибки по ускорению за счет повышения порядка астатизма ЦСС до третьего — делает следящую систему „условно устойчивой“ [1], поскольку уменьшение коэффициента преобразования, например вследствие насыщения усилителя, может вызвать ее неустойчивость. Поэтому более целесообразна компенсация указанных ошибок за счет использования управления по задающему воздействию. При этом дискретный фильтр (ДФ), выполняющий его дополнительную обработку, имеет невысокий порядок и только нулевые полюсы передаточной функции [1, 2].

В ЦСС проектируемых АСУ ТП период вычисления рассогласования может быть выбран намного меньшим постоянных времени непрерывной части ЦСС. Это позволяет приблизить ЦСС по свойствам к непрерывным следящим системам, что дает им определенные преимущества. Задача настоящей статьи — рассмотрение особенностей расчета ЦСС комбинированного управления с высокой частотой вычисления рассогласования.

Будем полагать, что вследствие охвата элементов системы отрицательными обратными связями с постоянными параметрами можно считать, что передаточная функция непрерывной части (НЧ) ЦСС имеет вид:

$$W_{\text{НЧ}}(p) = \frac{K}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (1)$$

где коэффициент преобразования K и эквивалентные постоянные времени T_1, T_2 обладают достаточным постоянством. Увеличение скоростной ошибки, вследствие стабилизации K за счет обратной отрицательной связи по скорости, может быть компенсировано комбинированным управлением.

Дискретную передаточную функцию разомкнутой ЦСС можно представить следующим образом [3]:

$$W(z, 0) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-pt}}{p} W_{\text{НЧ}}(p) \right\} = K \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{1}{p^2 (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \right\} = \frac{R_2(z)}{Q_3(z)}, \quad (2)$$

где

$$\begin{aligned} R_2(z) &= \beta_2 z^2 + \beta_1 z + \beta_0, \quad Q_3 = (z-1)(z-d_1)(z-d_2) = z^3 + \alpha_2 z^2 + \alpha_1 z + \alpha_0, \quad d_1 = e^{-T/T_1}, \\ d_2 &= e^{-T/T_2}, \quad \alpha_2 = -(1+d_1+d_2), \quad \alpha_1 = d_1+d_2+d_1 d_2, \quad \alpha_0 = -d_1 d_2, \quad 1 + \alpha_2 + \alpha_1 + \alpha_0 = 0, \\ \beta_2 / K &= T + (T_1 + T_2)(d_1 + d_2 - 1) + \frac{T_2^2 d_1 - T_1^2 d_2}{T_1 - T_2}, \\ \beta_1 / K &= -(d_1 + d_2)(T + T_1 + T_2) - (T_1 + T_2)(d_1 d_2 - 1) - 2 \frac{T_2^2 d_1 - T_1^2 d_2}{T_1 - T_2}, \\ \beta_0 / K &= (T + T_1 + T_2) d_1 d_2 + \frac{T_2^2 d_1 - T_1^2 d_2}{T_1 - T_2}. \end{aligned}$$

При $T/T_i \ll 1$, $i=1, 2$ с приемлемой точностью можно разложить коэффициенты знаменателя α_i ($i=0, 1, 2$) по степеням T , ограничиваясь членами степенного ряда второго порядка малости:

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= \left[-3 + \frac{T}{T_3} - \frac{1}{2} \frac{T_1^2 + T_2^2}{T_1^2 T_2^2} T^2 \right] [1 + 0(T)], \\ \alpha_1 &= \left[3 - 2 \frac{T}{T_3} + \frac{1}{2} \left(\frac{T_1^2 + T_2^2}{T_1^2 T_2^2} + \frac{1}{T_3^2} \right) T^2 \right] [1 + 0(T)], \\ \alpha_0 &= \left[-1 + \frac{T}{T_3} - \frac{1}{2} \frac{T^2}{T_3^2} \right] [1 + 0(T)], \end{aligned} \quad (3)$$

и разложениями коэффициентов числителя β_i , ограничиваясь членом разложения в степенной ряд третьего порядка малости:

$$\beta_2 = \beta_0 = \frac{K}{6T_1 T_2} T^3 [1 + 0(T)], \quad \beta_1 = 4\beta_0 = \frac{2K}{3T_1 T_2} T^3 [1 + 0(T)], \quad (4)$$

где $0(T)$ — величина порядка малости, большего T , $T_3 = (T_1 T_2)/(T_1 + T_2)$.

Поскольку из теории [1] известно, что для компенсации скоростной ошибки и ошибки по ускорению ЦСС в закон управления при первом порядке астатизма системы необходимо вводить первую и вторую разности задающего воздействия, заранее не известного, передаточная функция ДФ должна иметь вид:

$$\varphi(z) = q_2 + q_1z^{-1} + q_0z^{-2} = (q_2z^2 + q_1z + q_0) / z^2, \quad q_i = \text{const}, \quad i = 0, 1, 2. \quad (5)$$

Согласно структурно-динамической схеме ЦСС комбинированного управления (рис. 1, а) получаем передаточную функцию замкнутой ЦСС комбинированного управления:

$$\Phi_k(z, 0) = \frac{(1 + \varphi(z))W(z, 0)}{1 + W(z, 0)} = \frac{[(1 + q_2)z^2 + q_1z + q_0](\beta_2z^2 + \beta_1z + \beta_0)}{z^5 + (\alpha_2 + \beta_2)z^4 + (\alpha_1 + \beta_1)z^3 + (\alpha_0 + \beta_0)z^2} \quad (6)$$

и передаточную функцию эквивалентной системы с управлением по отклонению (рис. 1, б) в разомкнутом состоянии [4]:

$$W_3(z, 0) = \frac{\Phi_k(z, 0)}{1 - \Phi_k(z, 0)} = \frac{(1 + \varphi(z))W(z, 0)}{1 - \varphi(z)W(z, 0)}. \quad (7)$$

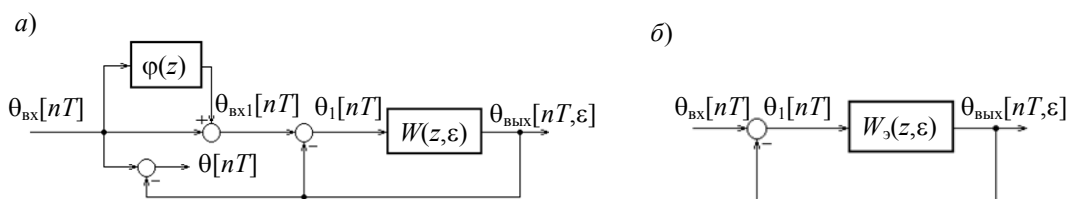


Рис. 1

Подстановка в формулу (7) выражений (2) и (6) с учетом необходимого для компенсации ошибок 3-го порядка астатизма $W_3(z, 0)$ дает:

$$W_3(z, 0) = \frac{R_4(z)}{Q_5(z)} = \frac{R_4(z)}{(z - 1)^3 S_2(z)}, \quad (8)$$

где

$$R_4(z) = [z^2 + z^2\varphi(z)]R_2(z) = [(1 + q_2)z^2 + q_1z + q_0](\beta_2z^2 + \beta_1z + \beta_0), \quad Q_5(z) = z^2Q_3(z) - z^2\varphi(z)R_2(z) = z^5 + (\alpha_2 - \beta_2q_2)z^4 + (\alpha_1 - \beta_1q_2 - \beta_2q_1)z^3 + (\alpha_0 - \beta_0q_2 - \beta_1q_1 - \beta_2q_0)z^2 - (\beta_0q_1 + \beta_1q_0)z - \beta_0q_0 = (z - 1)^3 S_2(z), \quad S_2(z) = z^2 + s_1z + s_0.$$

Поскольку полиномы $Q_5(z)$, $dQ_5(z)/dz$, $d^2Q_5(z)/dz^2$ при подстановке $z=1$ обращаются в нуль, получим систему линейных уравнений для вычисления коэффициентов передаточной функции ДФ $\varphi(z)$:

$$\begin{aligned} q_2 + q_1 + q_0 &= 0, \\ (4\beta_2 + 3\beta_1 + 2\beta_0)q_2 + (3\beta_2 + 2\beta_1 + \beta_0)q_1 + (2\beta_2 + \beta_1)q_0 &= 3 + \alpha_2 + \alpha_1, \\ (6\beta_2 + 3\beta_1 + \beta_0)q_2 + (3\beta_2 + \beta_1)q_1 + \beta_2q_0 &= 9 + 5\alpha_2 + 2\alpha_1 \end{aligned} \quad (9)$$

(отсутствие в правых частях системы параметра α_0 объясняется тем, что $1 + \alpha_2 + \alpha_1 + \alpha_0 = 0$), откуда:

$$\begin{aligned} q_2 &= [3\beta_2 + 6\beta_1 + 9\beta_0 + \alpha_2(\beta_2 + 3\beta_1 + 5\beta_0) + \alpha_1(\beta_1 + 2\beta_0)] / (\beta_2 + \beta_1 + \beta_0)^2, \\ q_1 &= [-3\beta_2 - 9\beta_1 - 15\beta_0 + \alpha_2(-4\beta_1 - 8\beta_0) + \alpha_1(\beta_2 - \beta_1 - 3\beta_0)] / (\beta_2 + \beta_1 + \beta_0)^2, \\ q_0 &= [3\beta_1 + 6\beta_0 + \alpha_2(-\beta_2 + \beta_1 + 3\beta_0) + \alpha_1(-\beta_2 + \beta_0)] / (\beta_2 + \beta_1 + \beta_0)^2, \end{aligned} \quad (10)$$

где $\beta_2 + \beta_1 + \beta_0 = KT(1 - d_1)(1 - d_2)$ [3].

Подстановка в полученные выражения приближенных значений параметров α_i , β_i ($i=0, 1, 2$) дает приближенные значения для q_i ($i=0, 1, 2$):

$$q_2 = q_0 = \frac{T_1 + T_2}{KT^2} [1 + 0(T)], \quad q_1 = -2q_0 = -2 \frac{T_1 + T_2}{KT^2} [1 + 0(T)]. \quad (11)$$

Деление полинома $Q_5(z)$ на $(z-1)^3$ позволяет определить коэффициенты полинома $S_2(z) = z^2 + s_1z + s_0$:

$$s_1 = 3 + \alpha_2 - q_2\beta_2, \quad s_0 = 6 + 3\alpha_2 + \alpha_1 - 3\beta_2q_2 - \beta_1q_2 - \beta_2q_1. \quad (12)$$

В результате подстановки выражений (3) и (4) получим приближенные значения

$$s_1 = 5\delta[1 + 0(T)], \quad s_0 = \delta[1 + 0(T)], \quad \delta = T / (6T_3). \quad (13)$$

Преобразование передаточной функции $z^2\varphi(z)$:

$$z^2\varphi(z) = q_2z^2 + q_1z + q_0 = q_2(z-1)^2 + (q_1 - 2q_2)z + q_0 - q_2$$

с учетом легко доказываемого равенства:

$$q_1 - 2q_2 = -(q_0 - q_2) = 1 / KT$$

позволяет разложить $z^2\varphi(z)$ по степеням $(z-1)$:

$$z^2\varphi(z) = q_2(z-1)^2 + \frac{1}{KT}(z-1), \quad (14)$$

что соответствует выделению во входном сигнале замкнутого контура ЦСС $\theta_{\text{вх1}}[nT]$ первой и второй разности задающего воздействия:

$$\theta_{\text{вх1}}[nT] = \theta_{\text{вх}}[nT] + \frac{1}{KT} \Delta\theta_{\text{вх}}[(n-2)T] + q_2\Delta^2\theta_{\text{вх}}[(n-2)T], \quad (15)$$

где

$$\Delta\theta_{\text{вх}}[(n-2)T] = \theta_{\text{вх}}[nT] - \theta_{\text{вх}}[(n-1)T],$$

$$\Delta^2\theta_{\text{вх}}[(n-2)T] = \theta_{\text{вх}}[nT] - 2\theta_{\text{вх}}[(n-1)T] + \theta_{\text{вх}}[(n-2)T].$$

Подстановка в формулу (8) выражений (3), (4), (11), (13), (14) дает:

$$W_3(z, 0) = \frac{\left[z^2 + \frac{T_1 + T_2}{KT^2} [1 + 0(T)](z-1)^2 + \frac{1}{KT}(z-1) \right] \frac{KT^3}{6T_1T_2} [(1 + 0(T))z^2 + 4(1 + 0(T))z + 1 + 0(T)]}{(z-1)^3 [z^2 + 5\delta(1 + 0(T))z + \delta(1 + 0(T))]} \quad (16)$$

Частотная передаточная функция эквивалентной разомкнутой системы получается в результате подстановки в (8) [1]:

$$z = \frac{1 + j\lambda T/2}{1 - j\lambda T/2}, \quad z - 1 = \frac{j\lambda T}{1 - j\lambda T/2}, \quad (17)$$

где

$$\lambda = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} \quad (18)$$

— абсолютная псевдочастота [1, 2], ω — реальная круговая частота.

Перейдя к пределу в $W_3(j\lambda)$ при $T \rightarrow 0$, с учетом $\lim_{T \rightarrow 0} \lambda = \omega$, получим:

$$\lim_{T \rightarrow 0} W_3(j\lambda, 0) = W_3(j\omega) = \frac{(T_1 + T_2)(j\omega)^2 + j\omega + K}{T_1T_2(j\omega)^3}. \quad (19)$$

Нетрудно проверить, что $W_3(j\omega)$ — частотная передаточная функция разомкнутой непрерывной следящей системы эквивалентной следящей системе комбинированного управления, структурно-динамическая схема которой представлена на рис. 2, а.

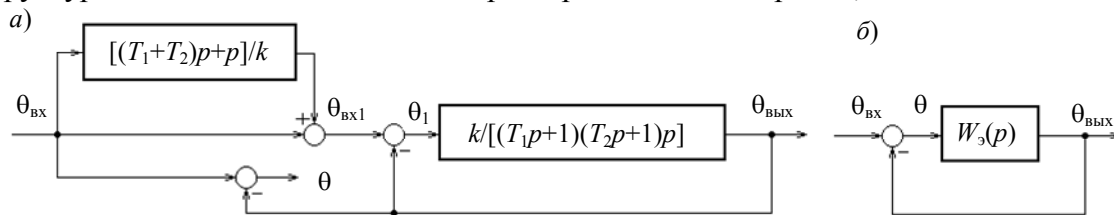


Рис. 2

Таким образом, при достаточной малом значении T свойства ЦСС комбинированного управления (рис. 1, а) близки к свойствам непрерывной следящей системы комбинированного управления (рис. 2, б).

Аналитическая оценка достаточной малости T представляет сложную задачу и лишена практического смысла, поскольку проще оценить достаточную малость T путем цифрового моделирования, например, в системе MatLab Simulink.

Расчет ЦСС комбинированного управления предполагает решение двух задач:

- 1) обеспечение быстрого затухания свободного процесса в замкнутом контуре управления,
- 2) обеспечение допустимой колебательности переходных процессов при комбинированном управлении.

Варьируемыми параметрами являются коэффициент преобразования K и шаг квантования по времени T .

При решении первой задачи необходимо подбором K обеспечить с небольшим запасом в непрерывной модели ЦСС заданные показатели качества управления в переходных режимах (затухание свободного процесса).

Для второй задачи следует определить наибольшее значение T , при котором ЦСС комбинированного управления удовлетворяет заданным требованиям. Если это значение T оказывается слишком малым для реализации, можно увеличить запас в показателях качества непрерывной модели.

Пример. Рассчитаем ЦСС комбинированного управления с компенсацией скоростной ошибки и ошибки по ускорению при требованиях к качеству переходных процессов в замкнутом контуре управления ЦСС, заданных допустимым перерегулированием $\sigma_{\text{доп}} = 30\%$ и допустимым временем переходного процесса $t_{\text{п доп}} = 0,3$ с. Для ЦСС комбинированного управления $\sigma_{\text{доп}} = 35\%$, $t_{\text{п доп}} = 0,3$ с.

Для непрерывной модели замкнутого контура управления критический коэффициент преобразования [5]:

$$K_{\text{кр}} = \frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} = \frac{1}{0,02} + \frac{1}{0,01} = 150 \text{ с}^{-1}.$$

Приняв средний запас устойчивости по амплитуде $\Delta L = 14$ дБ, получаем значение $K = K_{\text{кр}}/5 = 30 \text{ с}^{-1}$. Поскольку первая частота сопряжения логарифмической АХЧ больше K , можно принять частоту среза $\omega_c = K$ и определить запас устойчивости по фазе:

$$\gamma = 90^\circ - \arctg(KT_1) - \arctg(KT_2) = 90^\circ - \arctg(0,6) - \arctg(0,3) = 42,3^\circ,$$

тоже близкий к среднему значению.

Определив резонансную частоту замкнутого контура управления, с учетом $(T_1 + T_2) - 1 = = 0,8 > 0$ по формуле:

$$\omega_p = \left(\sqrt{T_1^2 + T_2^2} + \sqrt{(T_1^2 + T_2^2)^2 + 3T_1^2 T_2^2 (2K(T_1 + T_2))} / 3 \right) T_1^{-1} T_2^{-1} = 27,11 \text{ с}^{-1}$$

вычислим показатель колебательности замкнутого контура непрерывной модели:

$$M = \left| \frac{W_{\text{нч}}(j\omega_p)}{1 + W_{\text{нч}}(j\omega_p)} \right| = \left| \frac{K}{K - (T_1 + T_2)\omega_p^2 + jT_1T_2\omega_p(1 - \omega_p^2)} \right| = 1,2268.$$

Полученные значения ω_c и M позволяют удовлетворить заданным требованиям к качеству переходных процессов в замкнутом контуре.

Результат моделирования переходной характеристики непрерывной модели замкнутого контура (рис. 3, кривая 1) позволяет определить $t_{\text{п}} = 0,16$ с, $\sigma = 20$ %.

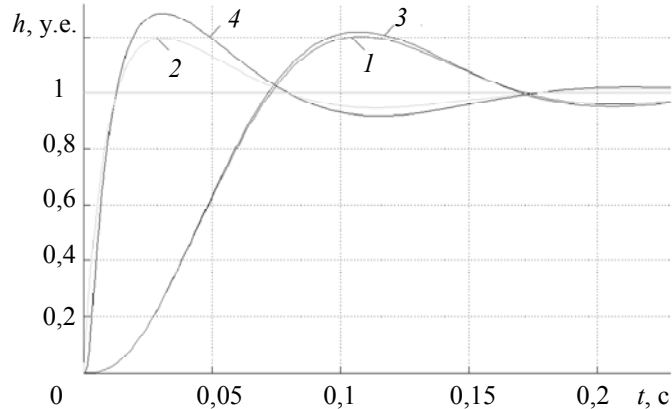


Рис. 3

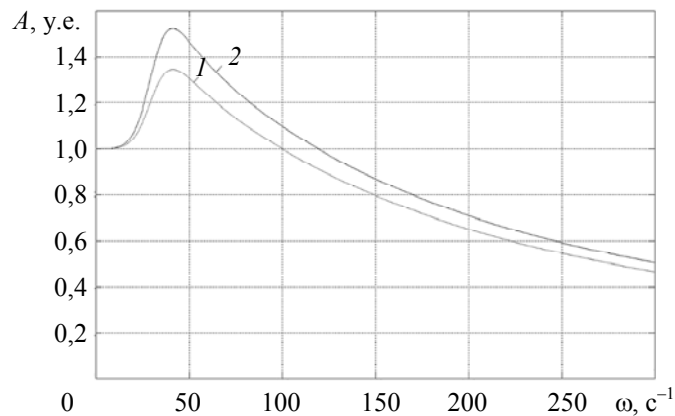


Рис. 4

Согласно амплитудно-частотной характеристике непрерывной модели ЦСС комбинированного управления (рис. 4, кривая 1) получим значение ее резонансной частоты $\omega_{\text{рк}} = 41,242$ с⁻¹ и показателя колебательности $M_{\text{к}} = 1,3461$. Переходная характеристика (рис. 3, кривая 2) дает лучшее значение ($\sigma = 19,5$ % и $t_{\text{п}} = 0,125$ с), чем у замкнутого контура, тогда как при компенсации только скоростной ошибки $\sigma = 45,1$ %, $t_{\text{п}} = 0,2067$ с. Объяснить это можно следующим. Компенсация (теоретическая) ошибки, пропорциональной третьей производной, позволяет получить передаточную функцию непрерывной модели ЦСС комбинированного управления в виде:

$$\Phi_{\text{к}}(p) = (1 + \varphi(p)) \frac{K}{T_1T_2p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p + K} \Big|_{\varphi(p) = (T_1T_2p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p)/K} = 1,$$

что обеспечивает $\sigma = 0$, $t_{\text{п}} = 0$.

Решая вторую часть задачи, примем $T = T_1/10 = 2 \cdot 10^{-3}$ с. Вычисление параметров дискретной передаточной функции ДФ $\varphi(z)$ по точным формулам (2) и (10) с пятью значащими цифрами дает: $q_2 = 283,33$, $q_1 = -550,00$, $q_0 = 266,67$. На математических моделях исходной ЦСС и ЦСС комбинированного управления, построенных в системе MatLab 6.5 Simulink 5 (рис. 5), получены их переходные характеристики (см. рис. 3, кривые 3 и 4 соответственно). Для

исходной ЦСС получены $\sigma=21,84\%$, $t_n=0,207$ с, это несколько хуже, чем у непрерывной модели, но вполне удовлетворяет заданным требованиям.

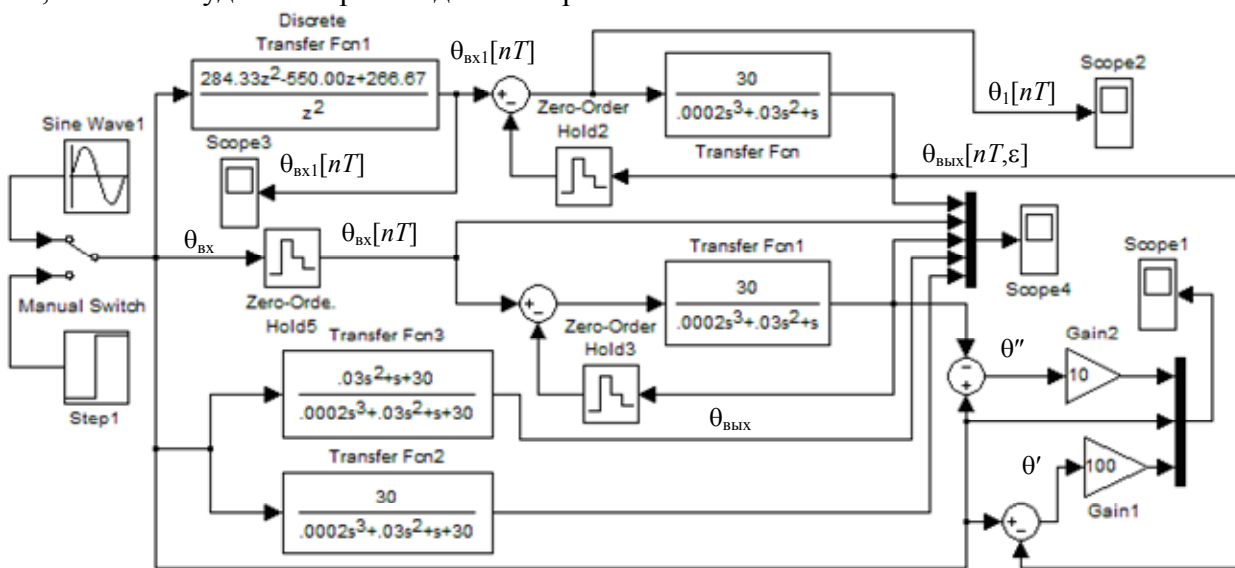


Рис. 5

Компенсация скоростной ошибки и ошибки по ускорению в ЦСС комбинированного управления привела к изменению показателей качества: $\sigma=28,45\%$, $t_n=0,145$ с. Полученные показатели качества ЦСС комбинированного управления также вполне удовлетворяют заданным требованиям, но хуже, чем у ее непрерывной модели.

Амплитудно-фазовая частотная характеристика замкнутой ЦСС комбинированного управления, зависящая от реальной частоты (см. рис. 4, кривая 2), дает значения $\omega_p' = 41,154$ с⁻¹ и $M_K' = 1,5224$, что больше, чем в ее непрерывной модели, это объясняет увеличение σ .

Представляет практический интерес оценка влияния уменьшения шага квантования по времени T на показатели качества управления ЦСС (σ и t_n) в обоих случаях. Уменьшив T вдвое ($T = 10^{-3}$ с), получим: $q_2=1066,7$; $q_1=-2100,0$; $q_2=1033,3$. Изменив в математической модели (см. рис. 5) параметры ДФ и шаг квантования по времени T , получим в результате моделирования переходные характеристики исходной ЦСС и ЦСС комбинированного управления (рис. 6, кривые 3 и 4). Их анализ показал соответственно $\sigma=21\%$, $t_n=0,157$ с; $\sigma=24,1\%$, $t_n=0,139$ с. Очевидна большая близость переходных характеристик ЦСС к характеристикам их непрерывных моделей (кривые 1 и 2 на рис. 3 и 6).

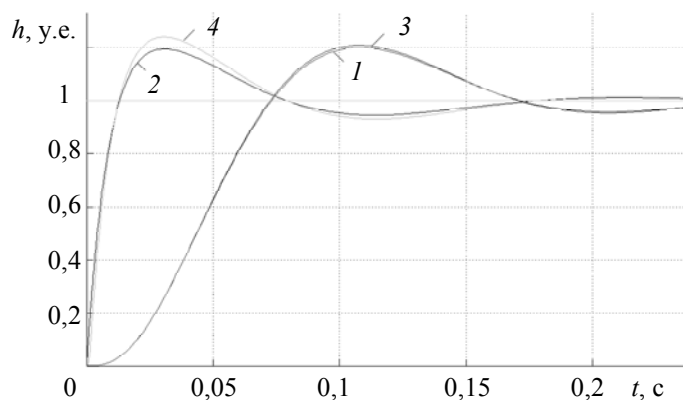


Рис. 6

Точность ЦСС комбинированного управления при $T=2 \cdot 10^{-3}$ с оценена путем моделирования отработки гармонического воздействия $\theta_{BX}(t) = \theta_{BX m} \sin(\omega t)$, $\theta_{BX}[nT] = \theta_{BX m} \sin[\omega nT]$

при $\omega = 2 \text{ с}^{-1}$, $\theta_{\text{вх } m} = 25^\circ$. Максимальная скорость изменения воздействия $\Omega_{\text{вх } m} = \omega \theta_{\text{вх } m} = 50^\circ / \text{с}$, а максимальное ускорение $\varepsilon_{\text{вх } m} = \omega^2 \theta_{\text{вх } m} = 100^\circ / \text{с}^2$. Результаты отработки гармонического воздействия представлены на рис. 7, где $\theta_{\text{вх}}$ — задающее воздействие, θ_1 и θ_2 — рассогласование ЦСС комбинированного управления и исходной ЦСС. Даже при 100-кратном увеличении из рис. 7 невозможно определить точное значение $\theta_{1m} = 1,3^\circ \cdot 10^{-3}$. Сравнение с амплитудой рассогласования исходной ЦСС $\theta_{2m} = 1,67^\circ$ показывает повышение в 1300 раз точности за счет комбинированного управления. Для сравнения рассчитана амплитуда рассогласования непрерывной модели комбинированной ЦСС:

$$\theta_m = \left| \frac{\theta_{\text{вх } m}}{1 + W_3(j\omega)} \right| \approx \frac{\theta_{\text{вх } m}}{|W_3(j\omega)|} = \frac{25^\circ}{18717} = 1,3^\circ \cdot 10^{-3}, \quad W_3(j\omega) = \frac{(T_1 + T_2)(j\omega)^2 + j\omega + K}{T_1 T_2 (j\omega)^3},$$

хорошо согласующаяся с определенной выше ошибкой ЦСС комбинированного управления.

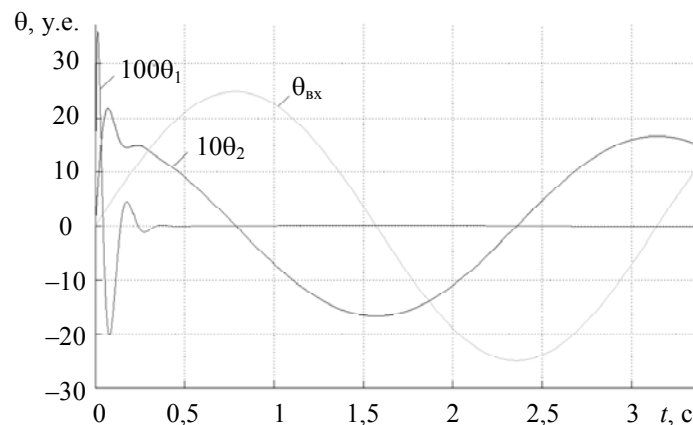


Рис. 7

Ошибка слежения определена по линеаризованной модели, не учитывающей квантование по уровню и погрешности в определении параметров непрерывной части ЦСС и в установке параметров ДФ, вызывающих снижение точности.

Таким образом, по работе можно сделать следующие выводы:

- 1) компенсация скоростной ошибки и ошибки по ускорению в ЦСС комбинированного управления позволяет существенно повысить ее динамическую точность;
- 2) выбрав не слишком малый шаг квантования по времени (темпа вычисления рассогласования), возможно получить достаточное качество управления в переходных режимах как в замкнутом контуре, так и в ЦСС комбинированного управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 576 с.
2. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 768 с.
3. Коршунов А. И. Основы теории управления. Руководство к курсовому проектированию. Петродворец: ВМУРЭ им. А. С. Попова, 1998. 136 с.
4. Бесекерский В. А., Федоров С. М. Применение эквивалентной передаточной функции при расчете следящих систем комбинированного управления // Тр. I Междунар. конгр. Международ. федерации по автоматическому управлению. М.: Изд-во АН СССР, 1961. Т. I. С. 154—165.
5. Коршунов А. И. Основы теории управления. Ч. II. Основы теории и систем автоматического управления. Петродворец: ВМПИ, 2017. 167 с.

Сведения об авторах**Артём Игоревич Ермоленко**

— курсант; Военно-морской политехнический институт ВУНЦ ВМФ „Военно-морская академия им. Н. Г. Кузнецова“, факультет САУ

Анатолий Иванович Коршунов

— 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
10.10.17 г.

Ссылка для цитирования: Ермоленко А. И., Коршунов А. И. Повышение динамической точности цифровых следящих систем АСУ ТП методом комбинированного управления. Ч. II. Высокий темп вычисления рассогласования // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 12. С. 1036—1044.

INCREASE IN DYNAMIC ACCURACY OF DIGITAL TRACKING SYSTEMS OF APCS BY COMBINED MANAGEMENT METHOD. PART II. THE HIGH RATE OF MISMATCH CALCULATION

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

Increase in productivity of industrial control system raises requirements to the accuracy of the digital tracking systems (DWS) of basic and rotary devices. Compensation of a high-speed mistake and mistake on acceleration often appears to requirements of dynamic accuracy is often sufficient for meeting the requirements. In part II, compensation of a high-speed mistake and mistake of acceleration of TsSS modern industrial control system in which rate of calculation of a mismatch can be chosen rather high is considered. At increase in rate of calculation of a mismatch of TsSS of the combined management on properties comes nearer to the continuous watching system of the combined management which parameters are determined. The method of calculation of TsSS of the combined management is proposed. The essence of the method consists in providing the continuous tracking system with management quality indicators which are slightly better than the set in TsSS, and the choice of mismatch calculation period providing the prescribed quality of TsSS management. As a result, it is possible to receive in TsSS of the combined management, a high quality of the free processes as well as of transition processes caused by change of the setting influence.

Keywords: compensation, high-speed mistake, acceleration mistake, high rate of mismatch calculation

REFERENCES

1. Besekerskiy V.A. *Tsifrovyye avtomaticheskie sistemy* (Digital Automatic Systems), 1976, 576 p. (in Russ.)
2. Besekerskiy V.A., Popov E.P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* (The Theory of Automatic Control Systems), Moscow, 1972, 768 p. (in Russ.)
3. 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.)
4. 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.)
5. 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.)

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. Increase in dynamic accuracy of digital tracking systems of APCS by combined management method. Part II. The high rate of mismatch calculation. *Journal of Instrument Engineering*. 2018. Vol. 61, N 12. P. 1036—1044 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2018-61-12-1036-1044