ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 62-50
DOI: 10.17586/0021-3454-2016-59-10-813-821

КОРРЕКЦИЯ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПУТЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЗАДАЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

А. И. Коршунов

Военно-морская академия, 198514, Петродворец, Россия
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Предложен способ обеспечения качества функционирования систем автоматического управления, основанный на преобразовании задающего воздействия специально рассчитанным фильтром. Качество свободных процессов в замкнутом контуре управления и стабилизация его динамических свойств обеспечиваются отрицательными обратными связями по производным управляемой величины. Точность в установившихся режимах и качество переходных процессов при отработке задающего воздействия обеспечивает рассчитываемый фильтр задающего воздействия. Эффективность предложенного способа обеспечения качества управления как при отработке задающего воздействия, так и для ненулевых начальных условий, показана на примере неминимальнофазовой системы.

Ключевые слова: *системы автоматического управления, коррекция, преобразование, задающее воздействие, неминимальнофазовая система*

Введение. Повышение требований к качеству функционирования систем автоматического управления (САУ) заставляет применять более сложные процедуры коррекции и усложнять усилительно-преобразовательные устройства систем. Особенно сложна задача коррекции при неустойчивой неизменяемой части системы или в общем случае — неминимальнофазовой. Нестабильность параметров и нелинейность неизменяемой части системы еще более усложняют задачу. Возможности классической последовательной коррекции в этих условиях резко сокращаются [1]. Следует также иметь в виду, что качество переходных процессов при ненулевых начальных условиях обычно хуже, чем при воздействии скачка задающего воздействия, поскольку в этом случае не проявляется „форсирующее действие“ числителя передаточной функции замкнутой системы. При нуле числителя передаточной функции, лежащем в правой полуплоскости, наоборот, качество переходных процессов в случае ненулевых начальных условий обычно оказывается выше, чем при воздействии скачка задающего воздействия.

Неминимальнофазовые свойства проявляются, например, в линеаризованной предельной непрерывной модели импульсного преобразователя напряжения постоянного тока (ИПНПТ) [2]. Это серьезно осложняет достижение высокого качества стабилизации выходного напряжения ИПНПТ при использовании только принципа управления по отклонению (принципа обратной связи). Удачное решение задачи дает использование принципа комбинированного управления [3]. В упомянутом ИПНПТ компенсация возмущающего воздействия (изменения напряжения питания) дает значительно лучший результат, чем его парирование по цепи обратной связи, поскольку не требует появления ошибки управления, т.е. отклонения действительного значения выходного напряжения от заданного [3].

Коррекция отрицательными обратными связями в условиях неминимальнофазовой неизменяемой части системы с нестабильными параметрами и реальным наличием нелинейностей обладает известными преимуществами перед последовательной коррекцией. Стабильная отрицательная обратная связь позволяет не только существенно ослабить влияние нелинейности и нестабильности параметров охватываемых элементов неизменяемой части системы, но и превратить неустойчивые элементы в устойчивые. Например, отрицательная обратная связь по скорости позволяет неустойчивое апериодическое звено сделать устойчивым. Достичь такого же результата путем компенсации отрицательной постоянной времени последовательным корректирующим устройством невозможно вследствие нарушения условий „грубости“ системы. Недостатком применения обратных связей при коррекции является увеличение ошибок управления. Так, обратная связь по скорости увеличивает скоростную ошибку системы, а обратная связь по ускорению — ошибку по ускорению.

Известный метод компенсации скоростной ошибки и ошибки по ускорению, требующий введения управления по производным задающего воздействия (управления по разомкнутому контуру), приводит к снижению качества управления в переходных режимах, вызываемых изменением задающего воздействия. Переходные режимы, вызванные ненулевыми начальными условиями, при этом не изменяются.

Исключить снижение качества в переходных режимах при компенсации установившихся ошибок управления за счет комбинированного управления можно, рассчитывая коррекцию системы с учетом влияния разомкнутого контура управления [4] .

В последние десятилетия получил развитие синтез САУ, обеспечивающий асимптотическое воспроизведение задающего воздействия, вырабатываемого линейным генератором, и асимптотическую компенсацию внешних возмущений того же класса [5—7]. В основу таких методов синтеза положено комбинированное управление, позволяющее учесть свойства внешних воздействий (задающего и возмущающего).

Возможен и другой способ повышения точности с сохранением или даже повышением качества управления в переходных режимах, вызванных изменением задающего воздействия, не требующий коррекции системы, если она уже реализована, или ее введения.

Коррекция путем преобразования задающего воздействия. Идея предлагаемого способа заключается в изменении задающего воздействия системы $g(t)$ фильтром с передаточной функцией $W_{\text{ф}}(p)$. В результате передаточную функцию системы можно привести к желаемому виду:

$$\Phi_{\text{ж}}(p) = W_{\text{ф}}(p)\Phi(p)\,, \qquad (1)$$

где $\Phi(p)$ — передаточная функция замкнутой системы, обладающей высоким качеством переходных процессов при ненулевых начальных условиях и стабильными параметрами, не имеющая нулей в правой полуплоскости.

Согласно формуле (1) получаем необходимую передаточную функцию фильтра:

$$W_{\text{ф}}(p) = \frac{\Phi_{\text{ж}}(p)}{\Phi(p)}\,. \qquad (2)$$

В этом случае единственным ограничением при выборе желаемой передаточной функции системы является условие физической реализуемости фильтра $W_{\text{ф}}(p)$. Если

$$\Phi_{\text{ж}}(p) = \frac{R_m(p)}{F_n(p)};\ \Phi(p) = \frac{S_k(p)}{Q_l(p)}, \qquad (3)$$

где

$$R_m(p) = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \ldots + b_1 p + 1;$$

$$F_n(p) = c_n p^n + c_{n-1} p^{n-1} + \ldots + c_1 p + 1;$$

$$S_k(p) = d_k p^k + d_{k-1} p^{k-1} + \ldots + d_1 p + 1;$$

$$Q_l(p) = a_l p^l + a_{l-1} p^{l-1} + \ldots + a_1 p + 1; \;\; m \le n; k \le l,$$

то, записав $W_{\text{ф}}(p)$ согласно (2) в виде

$$W_{\text{ф}}(p) = \frac{R_m(p) Q_l(p)}{F_n(p) S_k(p)}, \tag{4}$$

получим условие физической реализуемости фильтра:

$$n + k \ge m + l. \tag{5}$$

Разумеется, естественным ограничением является сложность фильтра, определяемая его порядком (n+k).

Рассматриваемый способ коррекции свойств системы не применялся вследствие трудности реализации фильтра, обладающего необходимой сложностью и стабильностью параметров. Следует иметь в виду, что преобразование задающего воздействия не изменяет характер свободного процесса в замкнутом контуре управления, который должен обладать достаточной устойчивостью. В настоящее время при высоком уровне развития микропроцессорной техники задача реализации фильтра не вызывает существенных затруднений.

Рассматриваемый способ коррекции может оказаться полезным при модернизации сложных автоматизированных систем управления, в состав в которых входят, например, следящие приводы мощных опорно-поворотных устройств, которые желательно сохранить.

Способ позволяет повысить до необходимого уровня качество управления следящего привода. При этом можно сохранить неизменным и принимающий прибор измерителя рассогласования (сельсин или вращающийся трансформатор), заменив дающий прибор (сельсин или вращающийся трансформатор-датчик) его электронной моделью [8]. При этом возможна и компенсация статической ошибки измерителя рассогласования.

Случай неминимальнофазовой неизменяемой части. Неминимальнофазовые свойства передаточной функции, вызываемые ее неустойчивостью, можно устранить, используя отрицательные обратные связи по производным управляемой (выходной) величины и добиться необходимого распределения полюсов передаточной функции замкнутой системы $\Phi(p)$, т.е. необходимых коэффициентов ее характеристического уравнения. Такой подход обеспечивает необходимое качество управления САУ в свободных режимах [9] при любой желаемой передаточной функции $\Phi_{\text{ж}}(p)$.

Существенно усложняется задача выбора $\Phi_{\text{ж}}(p)$ в случае неминимальнофазовых свойств неизменяемой части системы, если они вызваны нулями ее передаточной функции, лежащими в правой полуплоскости. Корректирующие обратные связи не позволяют устранить эти нули. Выбор передаточной функции фильтра задающего воздействия по формуле (2) приводит к „негрубой“ системе, если не сохранить в $\Phi_{\text{ж}}(p)$ нули $\Phi(p)$, лежащие в правой полуплоскости.

Указать универсальный способ выбора неминимальнофазовой $\Phi_{\text{ж}}(p)$ вряд ли возможно. Покажем основные идеи выбора на конкретном относительно простом примере.

Пример. Пусть неминимальнофазовая неизменяемая часть следящей системы имеет передаточную функцию:

$$W(p) = \frac{k(-\tau p + 1)}{p(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \tau > 0. \tag{6}$$

В этом случае, добавив к главной единичной обратной связи отрицательные обратные связи по скорости и ускорению с коэффициентами k_ω и k_ε соответственно, получим:

$$\Phi(p)=\frac{W(p)}{1+\left(1+k_\omega p+k_\varepsilon p^2\right)W(p)}=$$
$$=\frac{-\tau p+1}{\left(\frac{T_1T_2}{k}-k_\varepsilon\tau\right)p^3+\left(\frac{T_1+T_2}{k}+k_\varepsilon-k_\omega\tau\right)p^2+\left(\frac{1}{k}+k_\omega-\tau\right)p+1}. \quad (7)$$

Выбрав желаемое типовое характеристическое уравнение замкнутой системы $a_3p^3+a_2p^2+a_1p+1=0$, получим систему из трех линейных уравнений относительно неизвестных $k^{-1}=1/k, k_\omega$ и k_ε :

$$\left.\begin{array}{l} T_1T_2k^{-1}-k_\varepsilon\tau=a_3; \\ (T_1+T_2)k^{-1}-k_\omega\tau+k_\varepsilon=a_2; \\ k^{-1}+k_\omega=a_1+\tau. \end{array}\right\} \quad (8)$$

Решение системы (8) дает искомые параметры коррекции k_ω и k_ε и коэффициент преобразования системы *k*:

$$k^{-1}=\frac{a_3+\tau a_2+\tau^2\left(a_1+\tau\right)}{T_1T_2+\tau\left(T_1+T_2+\tau\right)};$$
$$k_\omega=\frac{-a_3-\tau a_2+\left(a_1+\tau\right)\left(T_1T_2+\left(T_1+T_2\right)\tau\right)}{T_1T_2+\tau\left(T_1+T_2+\tau\right)}; \quad (9)$$
$$k_\varepsilon=\frac{-\left(T_1+T_2+\tau\right)a_3+T_1T_2a_2+\tau T_1T_2(a_1+\tau)}{T_1T_2+\tau\left(T_1+T_2+\tau\right)}.$$

Как видно из выражений (7), (8), корректирующие обратные связи позволяют получить нужный характер свободного процесса в замкнутой системе, но оставляют систему неминимальнофазовой.

Вследствие этого для устойчивости фильтра $W_\text{ф}(2)$ в числитель $\Phi_\text{ж}(p)$ следует вводить неминимальнофазовый множитель $(-\tau p+1)$, т.е. принять:

$$\Phi_\text{ж}(p)=\frac{(-\tau p+1)R_{m-1}}{F_n}. \quad (10)$$

С учетом условия физической реализуемости фильтра задающего воздействия (5) при k=1, l=3 получаем $n+1\ge m+3$ или $n\ge m+2$.

Для того чтобы повысить порядок астатизма системы до 2, необходимо иметь $m\ge 2$. Поэтому минимально возможны значения $m=2, n=4$, таким образом:

$$\Phi_\text{ж}(p)=\frac{\left(-\tau p+1\right)(\tau_1p+1)}{c_4p^4+c_3p^3+c_2p^2+c_1p+1}. \quad (11)$$

Выбор параметров τ_1 и c_1—c_4 должен обеспечить желаемое качество управления САУ. Влияние числителя $\Phi_\text{ж}(p)$ удобно учесть, переходя к эквивалентной системе с управлением по отклонению, имеющей в разомкнутом состоянии эквивалентную передаточную функцию (4):

$$W_\text{э}(p)=\frac{\Phi_\text{ж}(p)}{1-\Phi_\text{ж}(p)}=\frac{\left(-\tau p+1\right)(\tau_1p+1)}{c_4p^4+c_3p^3+(c_2+\tau\tau_1)p^2+(c_1-\tau_1+\tau)p}. \quad (12)$$

Выполнение условия $c_1 - \tau_1 + \tau = 0$ обеспечивает компенсацию скоростной ошибки, т.е. повышение порядка астатизма до 2:

$$W_э(p) = \frac{k_1}{p^2}\frac{(-\tau p + 1)(\tau_1 p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)}, \tag{14}$$

где $k_1 = 1/(c_2 + \tau\tau_1)$, $T_3 + T_4 = c_3 k_1$, $T_3 T_4 = c_4 k_1$.

Рассмотрим наиболее трудный случай, когда постоянная времени неминимальнофазового звена $-\tau$ имеет существенное значение, соизмеримое с временем переходных процессов в системе.

Естественно считать, что характер переходных процессов в системе определяют значения параметров k_1, τ, τ_1, а постоянные времени T_3, T_4 можно выбрать достаточно малыми (за границей малых постоянных времени [10]). Параметры k_1, τ, τ_1 удобно выбрать исходя из заданного показателя колебательности M и частоты среза ω_c, рассматривая передаточную функцию эквивалентной разомкнутой системы:

$$W_э(p) = \frac{k_1(1 - \tau p)(\tau_1 p + 1)}{p^2}. \tag{15}$$

Должны выполняться необходимые и достаточные условия устойчивости замкнутой системы:

$$k_1\tau_1 < \frac{1}{\tau}, \;\; \tau_1 > \tau. \tag{16}$$

Поскольку частота среза системы ω_c должна соответствовать среднечастотной асимптоте логарифмической амплитудной характеристики $L(\omega)$, с учетом первого неравенства (16) получим

$$\omega_c = k_1\tau_1 < \frac{1}{\tau}. \tag{17}$$

Это означает, что первые две асимптоты $L(\omega)$ и фазовая частотная характеристика разомкнутой системы на этих частотах

$$\varphi(\omega) = -180° + \mu(\omega), \;\; \mu(\omega) = \mathrm{arctg}(\omega\tau_1) - \mathrm{arctg}(\omega\tau) \tag{18}$$

совпадают с асимптотами $L(\omega)$ и фазовой характеристикой $\varphi(\omega)$ системы:

$$W(p) = \frac{k(T_2 p + 1)}{p^2(T_3 p + 1)} \tag{19}$$

при $k = k_1, \tau_1 = T_2, \tau = T_3$.

Выбор параметров системы (19) подробно рассмотрен в [10]. Разница с рассматриваемым случаем заключается в невозможности изменить значение τ. Согласно [10], для получения показателя колебательности не более допустимого при выбранной частоте среза ω_c необходимо выполнить два неравенства, обеспечивающих достаточную протяженность среднечастотной асимптоты в обе стороны от частоты среза ω_c:

$$\tau_1 = T_2 \geq \frac{1}{\omega_c}\frac{M}{M-1}, \qquad \tau = T_3 \leq \frac{1}{\omega_c}\frac{M}{M+1}. \tag{20}$$

Поскольку $-\tau$ — неизменяемая величина, выбор ω_c, определяющей быстродействие системы, ограничен условием:

$$\omega_c \leq \frac{1}{\tau}\frac{M}{M+1}. \tag{21}$$

Выбрав ω_c из неравенства (21), получим:

$$\tau_1 = \tau n, \quad n = \frac{M+1}{M-1}, \tag{22}$$

где n — величина, определяющая протяженность среднечастотной асимптоты.

Выбрав τ_1, однозначно определяем k_1 из равенства (17):

$$k_1 = \frac{\omega_c}{\tau_1}. \tag{23}$$

Условие малости постоянных времени T_3 и T_4 [10]:

$$T_3 + T_4 < \frac{0{,}1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{k_1} = \sqrt{\frac{\omega_c}{\tau_1}}.$$

С целью экспериментальной оценки выбора желаемой передаточной функции системы $\Phi_ж(p)$ для $M = 1{,}4$ ($n = 6$) и предельного значения $\omega_c = \dfrac{M}{\tau(M+1)}$ рассчитаны коэффициенты:

$$\omega_c = \frac{7}{12}\frac{1}{\tau}; \; k_1 = \frac{7}{12}\frac{1}{\tau^2}; \; \tau_1 = 6\tau; \; c_1 = 5\tau, \; c_2 = \frac{30}{7}\tau^2; \; T_3 = T_4 = \frac{0{,}6\tau}{\sqrt{56}},$$

$$T_3 T_4 = \frac{0{,}09\tau^2}{56}; \; c_3 = \frac{43{,}2\tau^3}{7\sqrt{56}}; \; c_4 = \frac{0{,}81\tau^4}{49}.$$

Результаты моделирования переходной характеристики систем (11), (15), (19) при τ=1, представленные на рис. 1 соответственно кривыми *1*, *2*, *3*, позволяют оценить влияние неминимальнофазовых свойств системы на ее динамику.

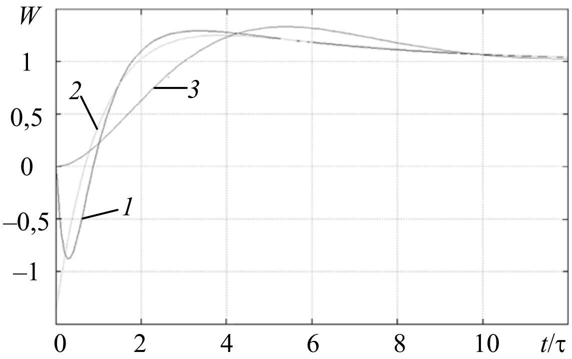

Рис. 1

Согласно передаточной функции (15) имеем:

$$h(+0) = \lim_{p\to\infty} p\left(\frac{W_э(p)}{1+W_э(p)}\frac{1}{p}\right) = \frac{-\tau_1\tau}{\dfrac{1}{k_1} - \tau_1\tau} = -\frac{n\tau^2}{\left[\left(n(M+1)/M\right) - n\right]\tau^2} = -M,$$

что является следствием неминимальнофазовых свойств системы.

Малые постоянные времени системы (11) $(T_3 = T_4)$ незначительно сглаживают отрицательный выброс $h(t)$, оставляя его весьма существенным и недопустимым во многих, например, в электромеханических САУ. Сравнение с переходной характеристикой минимальнофазовой системы (19), имеющей низко- и среднечастотные асимптоты $L(\omega)$ и фазовые характеристики, совпадающие на этих частотах с характеристиками системы (15), показывает близость значений перерегулирования и времени переходного процесса.

Ослабить проявление неминимальнофазовых свойств неизменяемой части системы можно за счет уменьшения частоты среза ω_c эквивалентной системы, т.е. за счет снижения быстродействия. Выбрав частоту среза много меньшей τ^{-1}, например $\omega_c = \dfrac{1}{(8—20)\tau}$, можно принять τ_1 и T_3 из условия (20), а T_4 отнести к малым постоянным времени, например, принять $T_4 = \tau$.

На рис. 2 представлены переходные характеристики системы при выборе

$$\omega_c = \frac{1}{8\tau},\ T_4 = \tau,\ \tau_1 = \frac{M}{\omega_c(M-1)},\ T_3 = \frac{M}{\omega_c(M+1)},\ k_1 = \frac{\omega_c}{\tau_1}.$$

для M=1,2 (кривая *1*) и M=1,4 (*2*), а также при $\omega_c = \dfrac{1}{20\tau}$ для M=1,4 (*3*). Как и ранее, принято τ=1.

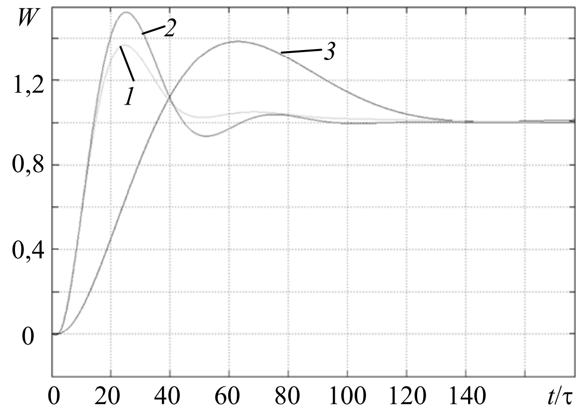

Рис. 2

Из переходных характеристик очевидно: уже при $\omega_c = \dfrac{1}{8\tau}$ проявление неминимальнофазовых свойств системы практически незаметно.

Получим параметры k, k_ω и k_ε замкнутой неминимальнофазовой системы Ф(p), положив $\tau = 1, T_1 = 2\tau, T_2 = 0{,}4\tau$ и выбрав коэффициенты характеристического полинома: $a_3 = 1$; $a_2 = 2{,}05$; $a_1 = 2{,}39$; $a_0 = 1$, соответствующие наименьшему времени переходного процесса при выбранном распределении полюсов передаточной функции минимальнофазовой системы $\Phi'(p) = 1/(a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1)$.

Согласно формулам (8) получаем: $k^{-1} = 1{,}535\ (k = 0{,}651)$; $k_\omega = 1{,}672$; $k_\varepsilon = 0{,}226$; $\Phi(p) = (-p+1)/(p^3 + 2{,}05p^2 + 2{,}39p + 1)$.

Переходная характеристика системы и переходный процесс при единичном начальном отклонении от нулевого положения равновесия представлены на рис. 3 (кривые *1* и *2* соответственно).

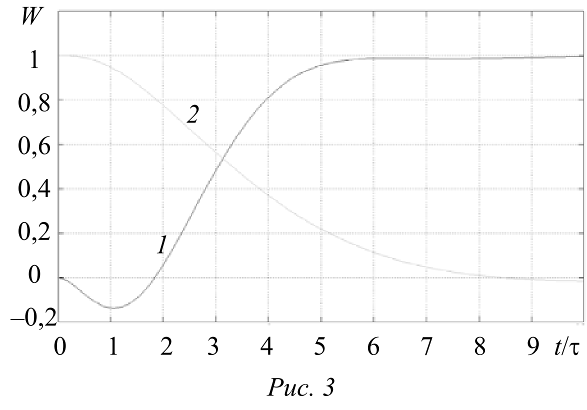

Рис. 3

Выбрав $\Phi_{ж}(p)$, соответствующее $M = 1{,}4$, $\omega_с = \dfrac{1}{8\tau}$

$$\Phi_{ж}(p) = \frac{(-\tau p + 1)(\tau_1 p + 1)}{c_4 p^4 + c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + 1},$$

где

$$\tau = 1,\ \tau_1 = 28\tau = 28,\ c_1 = 27\tau = 27,\ c_2 = 196\tau^2 = 196,$$

$$c_3 = \frac{17 \cdot 224}{3}\tau^3 = 1271,\ c_4 = \frac{14 \cdot 224}{3}\tau^4 = 1047,$$

получим передаточную функцию фильтра:

$$W_{ф}(p) = \frac{\Phi_{ж}(p)}{\Phi(p)} = \frac{(\tau_1 p + 1)(a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + 1)}{(c_4 p^4 + c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + 1)}.$$

По работе можно сделать следующие выводы:

1) требуемое качество свободного процесса и стабильность параметров замкнутого контура управления системы можно обеспечить с помощью отрицательных обратных связей по производным управляемой величины, а точность в установившихся режимах и качество переходных режимов при отработке задающего воздействия — специально рассчитанным фильтром задающего воздействия;

2) в случае неминимальнофазовой неизменяемой части системы и большой постоянной времени неминимальнофазового звена устранить его проявление в переходных режимах возможно только путем снижения быстродействия системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Солодовников В. В., Филимонов Н. Б.* Динамическое качество систем автоматического регулирования: Учеб. пособие. М.: Изд-во МВТУ им. М.Э. Баумана, 1987. 84 с.

2. *Коршунов А. И.* Оценка свойств замкнутых систем с периодическим высокочастотным изменением структуры по предельной непрерывной модели // Матер. XXI Межвуз. науч.-техн. конф. „Военная радиоэлектроника: опыт исследования и проблемы, подготовка специалистов“. Петродворец: ВМИРЭ им. А. С. Попова, 2010. Ч. III. С. 176—191.

3. *Коршунов А. И.* Повышение качества стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя постоянного тока // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 3. С. 48—57.

4. *Бесекерский В. А., Федоров С. М.* Применение эквивалентной передаточной функции при расчете следящих систем комбинированного управления // Тр. I междунар. конгр. Международной федерации по автоматическому управлению. М.: Изд-во АН СССР, 1961. Т. I. С. 154—165.

5. *Лукьянова Г. В., Никифоров В. О.* Алгоритм компенсации внешних детерминированных возмущений: операторный метод синтеза // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2003. № 10. С. 5—10.

6. *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.

7. *Никифоров В. О., Лукьянова Г. В.* Следящая система комбинированного управления // Науч.-техн. вестн. СПБГУ ИТМО. 2011. Т. 76, № 6. С. 39—43.

8. *Коршунов А. И.* Электронная модель индукционного датчика измерителя рассогласования следящей системы // Компоненты и технологии. 2013. № 8. С. 144—147.

9. *Яворский В. Н., Бессонов Ф. Ф., Потапов А. М.* Проектирование инвариантных следящих приводов. М.: Высш. школа, 1963. 428 с.

10. *Бесекерский В. А., Попов Е. П.* Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 768 с.

Сведения об авторе

Анатолий Иванович Коршунов — д-р техн. наук, профессор; Военно-морская академия, кафедра радиоэлектроники; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Рекомендована кафедрой радиоэлектроники

Поступила в редакцию 19.05.16 г.

Ссылка для цитирования: *Коршунов А. И.* Коррекция свойств системы автоматического управления путем преобразования задающего воздействия // Изв. вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59, № 10. С. 813—821.

CORRECTION OF AUTOMATIC CONTROL SYSTEM PROPERTIES BY REFERENCE SIGNAL CONVERSION

A. I. Korshunov

Naval Academy, 198514, Petrodvorets, Russia
E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

A method is proposed for improvement of automatic control system functioning is proposed. The method is based on transformation of reference signal by a specially designed filter. The quality of free processes in the closed loop of the control and stabilization of its dynamic properties are provided by negative feedbacks on controlled variable derivatives. Accuracy in steady state and the quality of transient processes under exposure to reference signal are assured by the reference signal filter. The effectiveness of the proposed method of ensuring the quality of control in the case of reaction to reference signal as well as for non-zero initial conditions is demonstrated by the example of non-minimum phase system.

Keywords: automatic control system, correction, conversion, reference signal, non-minimum phase system

Data on author

Anatoly I. Korshunov — Dr. Sci., Professor; Naval Academy, Department of Radio Electronics; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

For citation: *Korshunov A. I.* Correction of automatic control system properties by reference signal conversion // Izv. vuzov. Priborostroenie. 2016. Vol. 59, N 10. P. 813—821 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2016-59-10-813-821