

А. Б. Филимонов¹, д-р техн. наук, профессор, filimon_ab@mail.ru,

Н. Б. Филимонов², д-р техн. наук, профессор, nbfilimonov@mail.ru,

¹МИРЭА, МГУПИ, г. Москва

²МГУ им. М. В. Ломоносова; ИГУ им. В. А. Трапезникова РАН, г. Москва

О проблеме согласно-параллельной коррекции систем регулирования*

Рассматриваются некоторые аспекты проблемы согласно-параллельной коррекции (СПК) систем автоматического регулирования. Данный тип коррекции слабо изучался в рамках классической теории автоматического регулирования и практически не затрагивается в современных исследованиях. Предметом исследований настоящей работы является естественный вопрос — может ли быть полезен данный тип коррекции разработчикам САР? В работе рассматриваются три способа применения СПК: компенсация передаточных полюсов канала управления, управление его передаточными нулями, коррекция амплитудно-фазовых характеристик разомкнутой системы. Итогом СПК является эффект желаемого изменения передаточных и частотных характеристик канала управления, недостижимый в рамках классических методов коррекции и весьма полезный для решения ряда задач регулирования.

Ключевые слова: системы автоматического управления, согласно-параллельная коррекция, компенсация передаточных полюсов, управление передаточными нулями, коррекция амплитудно-фазовых характеристик, робастность, бесконечно большой коэффициент усиления

Введение

Классическая концепция обеспечения желаемого динамического качества систем автоматического регулирования (САР) основана на принципе коррекции (исправления) динамических характеристик исходной системы посредством специальных корректирующих звеньев (КЗ). По характеру включения в систему различают следующие типы КЗ [1, § 10.3; 2, п. 4.8]: последовательное (включается последовательно с другими элементами прямой цепи системы), согласно-параллельное или просто параллельное (включается параллельно с другими элементами прямой цепи системы), а также встречно-параллельное, или местная обратная связь (включается в цепь местной обратной связи, охватывающей какие-либо элементы прямой цепи системы). Следует заметить, что во многих отечественных литературных источниках рассматривают лишь два типа КЗ — последовательное и параллельное, причем под последним понимается встречно-параллельное КЗ (см., например, весьма популярные книги — монографию [3, гл. VIII, п. 5], учебники [4, гл. 9, п. 4; 5, гл. 1, п. 1] и энциклопедию [6, гл. 1.8, п. 1.8.2]).

В классической и современной теории автоматического регулирования (например, в широко известных учебниках Н. Н. Ивашенко, Г. Ф. Зайцева, В. С. Михайлова, Е. П. Попова, А. В. Нетушила и др.) упор делается на двух типах коррекции: последовательной и встречно-параллельной, в то же время

третий тип коррекции — согласно-параллельная коррекция (СПК), как правило, остается за гранью внимания. Кстати, в переведенных на русский язык популярных зарубежных учебниках по системам управления [7—9] вообще отсутствует даже упоминание о данном типе коррекции.

Среди современных исследований по проблематике СПК отметим отечественные [10; 11; 12, п. 12.7; 13, п. 6.6] и зарубежные [14—17] работы в области синтеза адаптивных регуляторов с неявной эталонной моделью с использованием параллельного компенсатора, или "шунта" (именуемого в англоязычной литературе Parallel Feedforward Compensator, или Shunt). Упомянем также работы авторов [18, 19] и зарубежные публикации [20—27], в которых СПК ориентированы на обеспечение требований свойства робастности синтезируемой САР.

Мы вправе констатировать слабую теоретическую проработку проблематики СПК. Имеет ли смысл применять данный тип коррекции, и если да, то в каких случаях и каковы при этом функциональные возможности СПК? Данные вопросы до сих пор остаются открытыми, хотя не могут не представлять интереса для теории и практики автоматического регулирования. Цель настоящей работы — восполнить этот пробел.

Будем рассматривать функциональную структуру САР, показанную на рис. 1. Здесь объект — неизменяемая часть системы, к которой параллельно подключено КЗ, так что процесс регулирования реализуется совместным действием КЗ и регулятора. Результатом коррекции является составная система,

* Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты: № 13-08-00161 и № 13-08-00948.

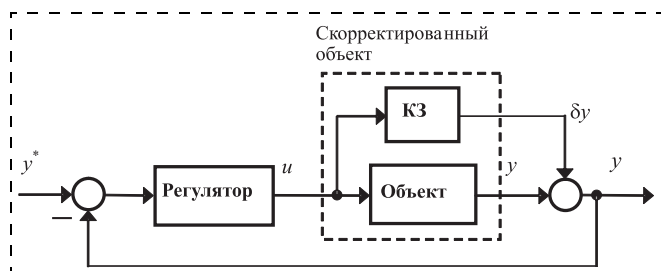


Рис. 1

образованная согласно-параллельным подключением КЗ к объекту, которую далее условимся называть *скорректированным объектом*.

В схеме на рис. 1 приняты следующие обозначения: u — управляющий вход объекта, y — его выход, y^* — уставка (задание), δy — выход КЗ, \tilde{y} — выход скорректированного объекта:

$$\tilde{y} = y + \delta y.$$

Примем следующее допущение: объект является линейной стационарной динамической системой n -го порядка, вполне управляемой и наблюдаемой.

Далее полагаем, что решается задача *линейной коррекции*.

Обозначим через $W_0(s)$, $W_1(s)$, $\tilde{W}_0(s)$ передаточные функции соответственно объекта, корректирующего звена и скорректированного объекта. Здесь и далее s — комплексная частота. Результат коррекции описывается соотношением

$$\tilde{W}_0(s) = W_0(s) + W_1(s). \quad (1)$$

Коррекция линейных стационарных систем сказывается на их модальной структуре. Уточним ряд соответствующих понятий модального анализа.

Под *спектром* линейной стационарной системы будем понимать совокупность всех корней ее характеристического многочлена. Спектр естественно интерпретировать как мультимножество в случае необходимости учета кратности точек спектра. Заметим, что полюсы передаточной функции системы являются точками ее спектра.

Если λ — точка спектра системы, то под модами данной системы с *показателем* λ будем понимать ее свободные движения вида

$$\xi(t) = e^{\lambda t} \pi(t),$$

где $\pi(t)$ — алгебраический многочлен от переменной t , т. е. *моды* — это составляющие свободного движения системы, соответствующие ее определенным точкам спектра. Всякое свободное движение системы представимо в виде суперпозиции некоторых возбужденных мод.

Обсудим следующие три варианта использования СПК:

1. Компенсация передаточных полюсов объекта.
2. Управление передаточными нулями объекта.
3. Коррекция АФЧХ объекта.

1. Компенсация передаточных полюсов

Компенсация передаточных полюсов объекта направлена на их исключение из передаточной функции канала управления.

Далее Λ_0 — спектр объекта. Положим, что он разбит на два непересекающихся подмножества, симметричных относительно вещественной оси:

$$\Lambda_0 = \Lambda_{0,1} \cup \Lambda_{0,2}.$$

Данное разбиение порождает соответствующее спектральное разложение передаточной функции (ПФ):

$$W_0(s) = W_0(\Lambda_{0,1}, s) + W_0(\Lambda_{0,2}, s), \quad (2)$$

где $W_0(\Lambda_{0,1}, s)$ и $W_0(\Lambda_{0,2}, s)$ — рациональные дроби, причем полюсы первой принадлежат спектральному множеству $\Lambda_{0,1}$, а второй — спектральному множеству $\Lambda_{0,2}$. Данный результат прямо вытекает из основной теоремы о рациональных дробях [28], гласящей, что каждая правильная рациональная дробь может быть разложена, и притом единственным образом, в сумму простейших дробей.

Разложение (2) означает декомпозицию объекта на две параллельно соединенные подсистемы с передаточными функциями $W_0(\Lambda_1, s)$ и $W_0(\Lambda_2, s)$.

Передаточную функцию корректирующего звена примем равной

$$W_1(s) = -W_0(\Lambda_2, s).$$

Тогда согласно (1) и (2) ПФ скорректированного объекта будет равна

$$\tilde{W}_0(s) = W_0(\Lambda_1, s).$$

Таким образом, в данной схеме КЗ выступает в роли компенсатора передаточных полюсов $\lambda \in \Lambda_{0,2}$ в канале управления выходной переменной \tilde{y} .

Положим, в модальной структуре объекта можно выделить быстро затухающие моды, которым отвечает спектральное множество $\Lambda_0^- \subset \Lambda_0$. Пусть

$$\Lambda_0^+ = \Lambda_0 \setminus \Lambda_0^-.$$

По смыслу данная часть спектра представляет *доминирующие* полюсы передаточной функции объекта.

Обратимся к описанной компенсационной схеме, полагая

$$\Lambda_{0,1} = \Lambda_0^+ \text{ и } \Lambda_{0,2} = \Lambda_0^-.$$

Тогда получим следующее выражение для передаточной функции *скорректированного* канала управления:

$$\tilde{W}_0(s) = W_0(\Lambda_0^+, s).$$

Пример 1. Пусть

$$W_0(s) = \frac{1}{(T_{0,1}s + 1)(T_{0,2}s + 1)(T_{0,3}s + 1)},$$

причем $0 < T_{0,2}, T_{0,3} \ll T_{0,1}$. Положим

$$\Lambda_0^+ = \left\{ -\frac{1}{T_{0,1}} \right\}, \Lambda_0^- = \left\{ -\frac{1}{T_{0,2}}, -\frac{1}{T_{0,3}} \right\}.$$

Тогда

$$W_0(\Lambda_0^+, s) = \frac{K_{0,1}}{T_{0,1}s + 1},$$

$$W_0(\Lambda_0^-, s) = \frac{K_{0,2}}{T_{0,2}s + 1} + \frac{K_{0,3}}{T_{0,3}s + 1},$$

где

$$K_{0,1} = \frac{1}{\left(1 - \frac{T_{0,2}}{T_{0,1}}\right)\left(1 - \frac{T_{0,3}}{T_{0,1}}\right)} \approx 1,$$

$$K_{0,2} = \frac{1}{\left(1 - \frac{T_{0,1}}{T_{0,2}}\right)\left(1 - \frac{T_{0,3}}{T_{0,2}}\right)}, K_{0,3} = \frac{1}{\left(1 - \frac{T_{0,1}}{T_{0,3}}\right)\left(1 - \frac{T_{0,2}}{T_{0,3}}\right)}.$$

Находим передаточную функцию компенсатора и скорректированного объекта:

$$W_1(s) = -\left(\frac{K_{0,2}}{T_{0,2}s + 1} + \frac{K_{0,3}}{T_{0,3}s + 1}\right), \tilde{W}_0(s) = \frac{K_{0,1}}{T_{0,1}s + 1}.$$

Для варианта $T_{0,1} = 5; T_{0,2} = 0,5; T_{0,3} = 0,25$ будем иметь

$$K_{0,1} \cong 1,170; K_{0,2} \cong -0,222; K_{0,3} \approx 0,053. \blacksquare$$

Обратим внимание на следующее побочное действие СПК: коэффициент передачи канала управления изменяется на 17 %.

Отметим важное свойство предложенной компенсационной схемы — она приводит к снижению порядка передаточной функции канала управления и, тем самым, упрощает решаемую задачу управления.

Замечание 1. В работе [29] отмечается структурный аспект эффекта компенсации передаточных нулей и полюсов объекта в схемах последовательной коррекции: она порождает соответственно управляемую и ненаблюдаемую подсистемы в составе САР, спектры которых как раз и определяются скорректированными нулями и полюсами. Такой же результат имеет место и в описанной схеме компенсации передаточных полюсов — она сопровождается появлением подсистемы, управляемой и ненаблюдаемой по каналу "вход — скорректированный выход", причем ее спектр совпадает с Λ_0^- .

Замечание 2. Схема СПК является альтернативой классической схеме последовательной коррекции, причем ее предпочтительная особенность — возможность использования в *нелинейных* задачах управления, когда заданы ограничения на управ-

ляющий вход и поэтому исключена возможность применения схем последовательной линейной коррекции.

2. Управление передаточными нулями

"Плохие" передаточные нули объекта оказываются ограничительным фактором для возможности применения многих методов синтеза САР. К таковым относятся правые нули (т. е. нули с положительной вещественной частью), а также те левые нули, которые близки к мнимой оси. Например, классический метод последовательной коррекции, основанный на концепции *желаемой* ЛАЧХ [3], неприемлем к неминимально-фазовым объектам. В связи с этим весьма ценным функциональным свойством СПК оказывается возможность целенаправленно изменять передаточные нули канала управления.

Пример 2. Пусть

$$W_0(s) = \frac{K_0(-\tau s + 1)}{(Ts + 1)(s + 1)},$$

причем $K_0 > 0, T \gg 1, 0 < \tau < 1$. Данная передаточная функция имеет правый ноль, равный $1/\tau$.

Воспользуемся схемой СПК с передаточной функцией

$$W_1(s) = \frac{K_1}{s + 1}, K_1 = \frac{K_0\tau}{T}.$$

В результате коррекции правый ноль передаточной функции объекта исключается из канала управления:

$$\tilde{W}_0(s) = \frac{\tilde{K}_0}{(Ts + 1)(s + 1)},$$

где

$$\tilde{K}_0 = K_0\left(1 + \frac{\tau}{T}\right).$$

В частности, для варианта $K_0 = 1, T = 10, \tau = 0,2$ получим

$$K_1 = 0,02 \text{ и } \tilde{K}_0 = 1,02.$$

Заметим, что мы применили малоинерционное корректирующее звено, причем, поскольку $K_1 \ll K_0$, оно практически не изменяет коэффициент передачи канала управления.

Описанная схема СПК также приводит к появлению управляемой и ненаблюдаемой подсистемы в структуре скорректированного объекта, которая является источником скрытых мод с показателем $\lambda = -1$. Следовательно, такая коррекция обоснована в случаях, когда скрытые моды можно считать быстрозатухающими по сравнению с быстродействием синтезируемой САР, и поэтому их влиянием на процессы регулирования можно пренебречь.

3. Коррекция АФЧХ

Еще один способ применения СПК — коррекция частотных характеристик прямой цепи САР для обеспечения в замкнутой системе желаемого запаса устойчивости по фазе и амплитуде. Покажем перспективность использования такой коррекции в задачах синтеза САР с большим коэффициентом усиления. Заметим, что теоретический и практический интерес к данному классу систем обусловлен их свойствами инвариантности к действию внешних возмущений и робастностью по отношению к параметрической неопределенности в динамике объекта управления [30].

Согласно (1) комплексная частотная характеристика скорректированного объекта определяется формулой

$$\tilde{W}_0(j\omega) = W_0(j\omega) + W_1(j\omega), \quad (3)$$

где j — мнимая единица, а ω — частота.

Примем следующие допущения: 1) корректируемый объект является минимально-фазовой системой, т. е. не имеет правых передаточных нулей и полюсов; 2) применяется пропорциональный регулятор с передаточной функцией

$$R(s) = K_R = \text{const}. \quad (4)$$

Из частотного критерия устойчивости Найквиста прямо вытекает следующее предложение.

Предложение 1. Замкнутая САР будет устойчива при любом $K_R > 0$ тогда и только тогда, когда ее годограф Найквиста лежит в нижней полуплоскости:

$$\text{Im } W(j\omega) < 0, \quad \omega > 0. \quad \blacksquare \quad (5)$$

Отсюда следует, что для применения схемы регулирования с большим коэффициентом усиления комплексная частотная характеристика скомпенсированного объекта должна обеспечивать выполнение условия (5).

Для пояснения идеи коррекции АФЧХ ограничимся классом объектов с передаточной функцией вида

$$W_0(s) = \frac{K_0}{s^\alpha \prod_{i=1}^p (T_{0,i}s + 1)}, \quad (6)$$

где $K_0 > 0$, $\alpha \in \{0, 1\}$, p — натуральное число, $p \geq 2$, $T_{0,i} > 0$ ($i = 1:p$), причем

$$n = \alpha + p \geq 3. \quad (7)$$

Из (6) и (7) вытекает, что годограф $W_0(j\omega)$ проходит через n квадрантов комплексной плоскости, вследствие чего его высокочастотная часть заходит в верхнюю полуплоскость.

Введем АЧХ и ФЧХ объекта

$$A_0(\omega) = |W_0(j\omega)| = \frac{K_0}{\omega^\alpha \prod_{i=1}^p \sqrt{1 + (\omega T_{0,i})^2}}, \quad (8)$$

$$\varphi_0(\omega) = \arg W_0(j\omega) = -\alpha \frac{\pi}{2} - \sum_{i=1}^p \arctg(\omega T_{0,i}).$$

Критическая частота ω_0 разомкнутой нескорректированной САР определяется первой точкой пересечения годографом $W_0(j\omega)$ отрицательной вещественной полуоси:

$$\omega_0 = \min\{\omega \geq 0 | \varphi_0(\omega) = -\pi\}.$$

В качестве корректирующего звена выберем апериодическое звено с ПФ

$$W_1(s) = \frac{K_1}{T_1 s + 1}. \quad (9)$$

Находим соответствующие АЧХ, ФЧХ и мнимую частотную характеристику:

$$A_1(\omega) = |W_1(j\omega)| = \frac{K_1}{\sqrt{1 + (\omega T_1)^2}}, \quad \varphi_1(\omega) = -\arctg(\omega T_1),$$

$$V_1(\omega) = \text{Im } W_1(j\omega) = -K_1 \frac{\omega T_1}{1 + (\omega T_1)^2}. \quad (10)$$

Будем полагать, что $K_1 > 0$ и

$$T_1 \leq \max\{T_{0,i}, i = 1:p\}. \quad (11)$$

Предложение 2. Пусть передаточные функции объекта и КЗ определяются выражениями (6) и (9) соответственно. Тогда надлежащим выбором коэффициента усиления K_1 КЗ всегда можно получить АФЧХ скорректированного объекта, удовлетворяющую условиям предложения 1. \blacksquare

Доказательство. Нам понадобится следующее утверждение.

Утверждение 1. Если условие

$$A_0(\omega) < -V_1(\omega) \quad (12)$$

выполняется для частоты $\omega = \omega_0$, то оно выполняется и для всех частот $\omega > \omega_0$. \blacksquare

Согласно (8) и (10)

$$-\frac{A_0(\omega)}{V_1(\omega)} = \frac{K_0}{K_1} \frac{1 + (\omega T_1)^2}{\omega^{1+\alpha} T_1 \prod_{i=1}^p \sqrt{1 + (\omega T_{0,i})^2}}.$$

Нетрудно убедиться, что благодаря соотношению (11) данное выражение является монотонно убывающей функцией, так что в случае выполнения условий утверждения 1 при $\omega > \omega_0$ будем иметь неравенства

$$-\frac{A_0(\omega)}{V_1(\omega)} < -\frac{A_0(\omega_0)}{V_1(\omega_0)} < 1,$$

что и доказывает утверждение 1.

Следовательно, выбирая параметр K_1 так, чтобы выполнялось соотношение

$$-\frac{A_0(\omega_0)}{V_1(\omega_0)} < 1,$$

мы обеспечим выполнение неравенства (12) для всех частот $\omega > \omega_0$.

Утверждение 2. В случае выполнения условия

$$A_0(\omega) < -V_1(\omega), \omega \geq \omega_0, \quad (13)$$

АФЧХ скорректированного объекта будет лежать в отрицательной полуплоскости:

$$\text{Im } \tilde{W}_0(j\omega) < 0. \quad (14)$$

Согласно (3) имеет место равенство

$$\text{Im } \tilde{W}_0(j\omega) = \text{Im } W_0(j\omega) + \text{Im } W_1(j\omega). \quad (15)$$

Учтем соотношения

$$\text{Im } W_0(j\omega) < 0, 0 < \omega < \omega_0; \quad (16)$$

$$\text{Im } W_1(j\omega) < 0, \omega > 0. \quad (17)$$

Из (15)–(17) следует, что неравенство (14) автоматически выполняется при $0 < \omega < \omega_0$. Пусть $\omega \geq \omega_0$. Учтем неравенство

$$\text{Im } W_0(j\omega) \leq A_0(\omega).$$

Отсюда и из соотношений (15), (12) получаем

$$\text{Im } \tilde{W}_0(j\omega) < A_0(\omega) + \text{Im } W_1(j\omega) < 0. \quad \blacksquare$$

Пример 3. Пусть

$$W_0(s) = \frac{K_0}{s(T_{0,1}s + 1)(T_{0,2}s + 1)},$$

где $K_0 = 1$, $T_{0,1} = 5$, $T_{0,2} = 3$.

Для КЗ примем передаточную функцию вида (9), где $K_1 = 3,5$; $T_1 = 4,5$.

На рис. 2 изображен частотный годограф $W_0(j\omega)$, причем штриховой линией обозначена вертикальная асимптота годографа — к ней он стремится при $\omega \rightarrow 0$. Также показан годограф скорректированного объекта $\tilde{W}_0(j\omega)$. Эти годографы, а также годограф $W_1(j\omega)$ представлены на рис. 3 в увеличенном масштабе. Видно, что $\tilde{W}_0(j\omega)$ лежит в нижней полуплоскости.

Считаем, что применяется пропорциональный регулятор с передаточной функцией (4).

Сравним процессы регулирования в САР с коррекцией и без нее.

Нескорректированная САР. Система теряет устойчивость при достаточно малых коэффициентах усиления регулятора. Критический коэффициент усиления равен $K_R = 0,533$.

При $K_R = 0,2$ спектр замкнутой системы равен

$$\Lambda_0 = \{-0,4511; -0,0411 \pm 0,1669 j\}.$$

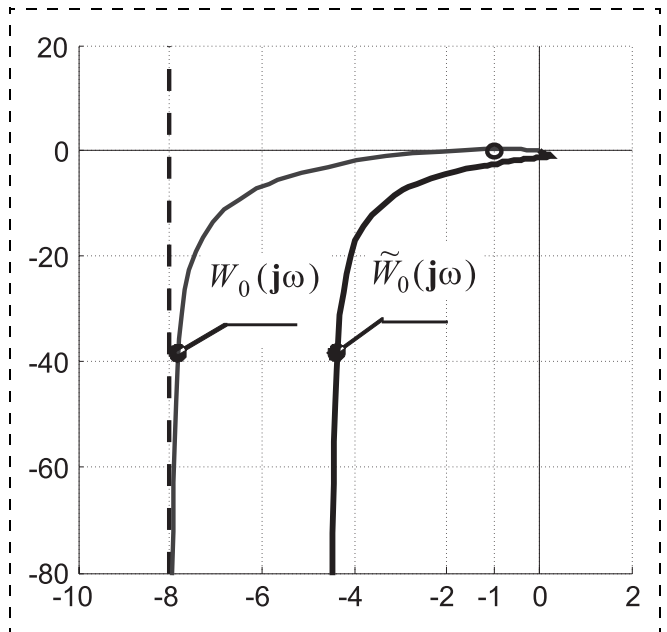


Рис. 2

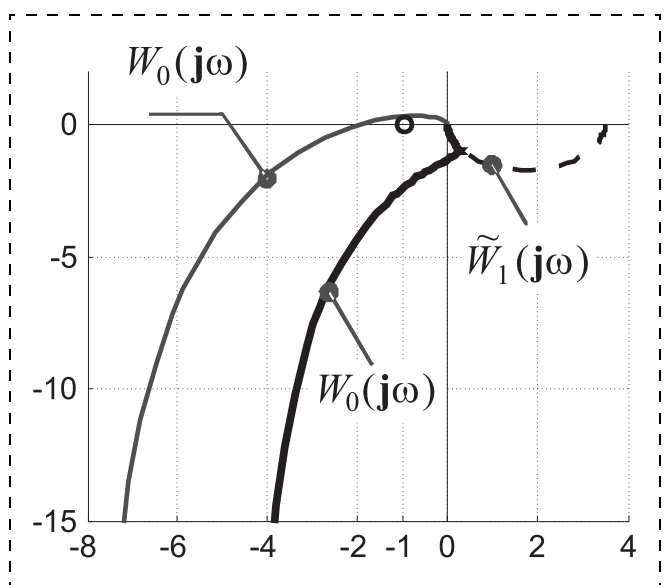


Рис. 3

На рис. 4 представлена ее переходная характеристика. Имеем время регулирования $T_R \cong 65$.

Скорректированная САР. Система оказывается устойчивой при любых $K_R > 0$. В частности, при $K_R = 100$ спектр системы равен

$$\Lambda_0 = \{-0,2307; -78,0; -0,1508 \pm 0,2441 j\}.$$

На рис. 5 показана соответствующая переходная характеристика системы по каналу "установка — скорректированный выход" (время регулирования $\tilde{T}_R \cong 0,039$), а на рис. 6 представлена переходная характеристика системы по каналу "установка — выход" (время регулирования $T_R \cong 18,5$).

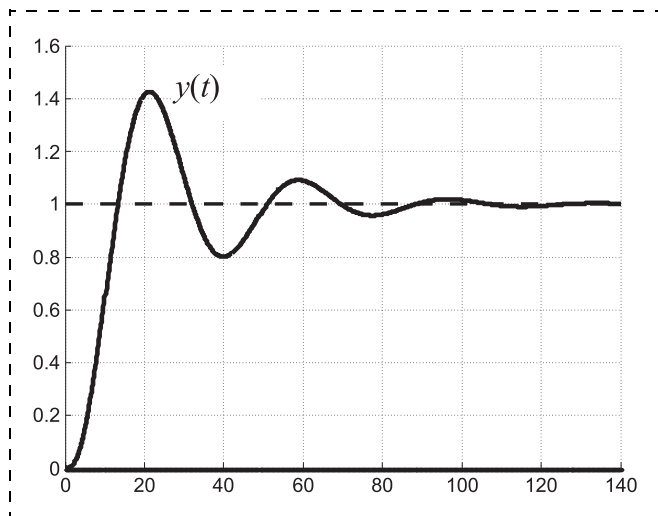


Рис. 4

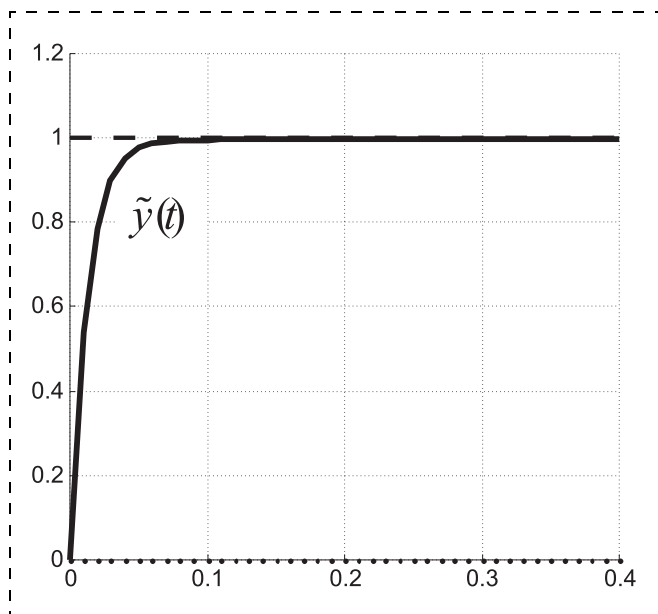


Рис. 5

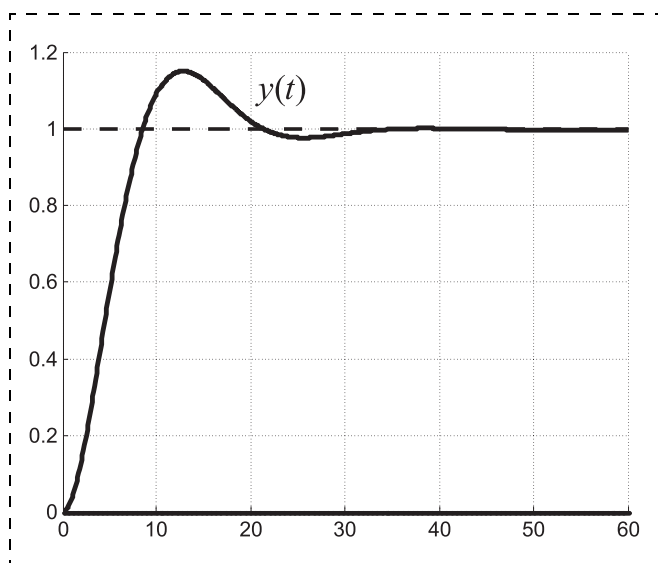


Рис. 6

Приведенный пример демонстрирует способность СПК кардинально изменять характеристики робастности САР.

Отметим весьма любопытное свойство СПК: неограниченное увеличение коэффициента усиления регулятора K_R сопровождается неограниченным уменьшением времени реакции \tilde{T}_R канала "уставка — скомпенсированный выход" САР (см. рис. 5). Однако в диапазоне больших значений K_R динамика канала "уставка — скомпенсированный выход" оказывается инвариантной к варьированию этого параметра (сравните рис. 6 и рис. 5).

Замечание 3. Важная характеристика коррекции АФЧХ в изложенном примере — астатическое действие на процессы регулирования: она не влияет на установившийся режим замкнутой САР. Данное свойство КЗ обусловлено наличием нулевого полюса в ПФ объекта. Хотя в общем случае объект может не иметь нулевых передаточных полюсов, но эту ситуацию можно искусственно исправить посредством подключения к объекту интегратора. В итоге выстраивается следующее комбинированное решение: сначала в канал управления включается интегратор, и только затем осуществляется необходимая коррекция АФЧХ прямой цепи.

Заключение

В данной статье рассмотрены некоторые аспекты проблематики СПК в задачах синтеза САР, показаны ее функциональные возможности на ряде модельных примеров. Данный тип коррекции может быть весьма полезен в задачах проектирования САР, однако для этого необходима его более обстоятельная теоретическая проработка.

Отметим также два важных аспекта:

1. СПК может быть направлена на коррекцию временных характеристик канала управления. Так, в работах одного из авторов (см., например, [31]) на этом соображении базируется разработанная методология динамической компенсации запаздываний в процессах регулирования.

2. Еще одно перспективное направление применения механизма СПК — это синтез робастных САР в условиях структурно-параметрической неопределенности и действия нелинейных факторов, в основе которого лежит идея *шунтирования* объекта динамическими звеньями с большими коэффициентами усиления. Данный подход также требует дополнительных исследований.

Список литературы

1. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. СПб.: Профессия, 2003. 752 с. (§ 10.3).
2. Теория автоматического управления / С. Е. Душин и др.; Под ред. В. Б. Яковлева. М.: Высшая школа, 2003. 567 с. (п. 4.8).
3. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Кн. 2. Анализ и синтез линейных непрерывных и дискретных систем автоматического регулирования / Колл. авторов. Под ред. В. В. Солодовникова. М.: Машиностроение, 1967. 682 с.

4. **Топчев Ю. И.** Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1989. 752 с.
5. **Методы** классической и современной теории автоматического управления. Учебник в 3-х т. Т. 2. Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического управления / Под ред. Н. Д. Егупова. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. 736 с.
6. **Машиностроение.** Энциклопедия в 40 т. Т. 1—4. Автоматическое управление. Теория / Колл. авторов. Под общ. ред. Е. А. Федосова. М.: Машиностроение, 2000. 688 с.
7. **Филлипс Ч., Харбор Р.** Системы управления с обратной связью. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. 616 с.
8. **Дорф Р., Бишоп Р.** Современные системы управления. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. 832 с.
9. **Гудвин Г. К., Гребс С. Ф., Сальгадо М. Э.** Проектирование систем управления. М.: Лаборатория Знаний, 2004. 911 с.
10. **Фрадков А. Л.** Адаптивная стабилизация минимально-фазовых объектов с векторным входом без измерения производных от выхода // Докл. РАН. 1994. Т. 337, № 5. С. 592—594.
11. **Andrievsky V. R., Fradkov A. L., Stotsky A. A.** Shunt Compensation for Indirect Sliding-Mode Adaptive Control // Proc. 13th Triennial IFAC World Congr. V. K. 1996. San-Francisco, USA. P. 193—198.
12. **Андриевский Б. Р., Фрадков А. Л.** Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB. СПб.: Наука, 2000. 475 с.
13. **Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л.** Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука, 200. 549 с.
14. **Bar-Kana I.** Parallel Feedforward and Simplified Adaptive Control // Int. Journ. Adapt. Control and Signal Processing. 1987. Vol. 1. P. 95—109.
15. **Kaufman H., Bar-Kana I., Sobel K.** Direct Adaptive Control Algorithms. N.-Y.: Springer-Verlag, 1994.
16. **Iwai Z., Mizumoto I.** Realization of Simple Adaptive Control by Using Parallel Feedforward Compensator // Int. Journ. Control. 1994. 59 (6). P. 1543—1565.
17. **Bartolini G., Ferrara A., Stotsky A.** Stability and Exponential Stability of an Adaptive Control Scheme for Plants of any Relative Degree // IEEE Trans. Autom. Contr. 1995. Vol. 40, N 1.
18. **Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б.** Робастная коррекция объектов регулирования // Проблемы теории и практики в инженерных исследованиях: Сб. науч. трудов. М.: Изд-во АСВ, 1998. С. 248—252.
19. **Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б.** Согласно-параллельная коррекция объектов в задачах робастного регулирования // Современные технологии в задачах управления, автоматизации и обработки информации: Сб. трудов междунар. науч.-техн. семинара. М.: Изд-во МАИ, 1998. С. 131—133.
20. **Edwards C., Spurgeon S. K.** Sliding Mode Control: Theory and Applications. London: Taylor and Francis, 1998.
21. **Deng M., Iwai Z., Mizumoto I.** Robust Parallel Compensator Design for Output Feedback Stabilization of Plants with Structured Uncertainty // Systems and Control Letters 36. 1999. P. 193—198.
22. **Ohtsuka H., Nagata M., Iwai Z.** Sliding Mode Control System Design Using Parallel Feedforward Compensator // Proc. of 5th ASCC, CD-ROM. 2004. P. 1974—1982.
23. **Gessing R.** Parallel Compensator for Continuous and Relay Control Systems with Difficult Plants // American Control Conf. ACC'07. USA, New York, NY 9—13 July 2007. P. 5810—5815.
24. **Wana Y., Roayb S., Saberib A.** Pre- Y Post- Y Feedforward Compensator Design for Zero Placement // International Journal of Control. 2010. Vol. 83, N 9. P. 1839—1843.
25. **Gavini L., Izadian A., Li L.** A Parallel Compensation Approach in Controls of Buck-Boost Converters // Proc. 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Melbourne, Australia, November 2011. P. 451—455.
26. **Qian C., Mingzhi H., Zheng T. Q.** Simulation and Research on Three-Phase Parallel PFC with FeedForward Compensation // Wseas Transactions on Circuits and Systems. 2011. Vol. 9, Iss. 9. P. 309—318.
27. **Landau I. D., Airimitoie T.-B., Alma M.** An IIR Youla-Kucera Parametrized Adaptive Feedforward Compensator for Active Vibration Control with Mechanical Coupling // IEEE Tran. on Control Systems Technology. 2013. 21 (3). P. 765—779.
28. **Кострикин А. И.** Введение в алгебру. М.: Наука, 1977. 496 с.
29. **Солодовников В. В., Филимонов Н. Б.** Динамическое качество автоматического регулирования. М.: МВТУ им. Н. Э. Баумана, 1987. 84 с.
30. **Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б.** Робастная коррекция в системах управления с большим коэффициентом усиления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 12. С. 3—10.
31. **Филимонов А. Б.** Спектральная декомпозиция систем с запаздываниями. Компенсация запаздываний. М.: Изд-во Физматлит, 2002. 288 с.

Concerning the Problem of a Parallel Feedforward Correction of the Regulation Systems

A. B. Filimonov¹, filimon_ab@mail.ru, **N. B. Filimonov**², nbfilimonov@mail.ru ✉,

¹Moscow State University of Information Technology, Radio Engineering and Electronics, Moscow, 116454, Russian Federation,

²Moscow State University named after Lomonosov, Institute of Control Sciences named after V. A. Trapeznikov, RAS, Moscow, 119991, Russian Federation

Corresponding author: **Filimonov Nikolay B.**, Professor, D. Sc., Moscow State University named after Lomonosov, Moscow, 119991, Russian Federation, e-mail: nbfilimonov@mail.ru

Received on April 20, 2015

Accepted April 27, 2015

The functional purpose of the correcting links in the structure of the automatic regulation systems (ARS) is improvement of the precision and dynamic quality of the regulation processes. In the classical methods of ARS design two types of the correcting links are used: of the sequential and parallel feedback. At the same time there is one more type of correction. It has been insufficiently studied within the framework of the classical automatic regulation theory and practically ignored in the modern researches. It is a parallel feedforward correction (PFC). A logical question appears concerning the usefulness of the given type of correction for the developers of ARS. This question is exactly the subject of the given paper. Three methods of PFC application are considered: compensation of the transfer poles of the control channel, its control by the transfer zeroes, and correction of the amplitude-phase characteristics of an open loop. The method of compensation of the transfer poles of an object reduces the order of the transfer functions of the control channel, and, as a result, the dimension of the regulation problem to be solved is reduced. Its auxiliary effect is analyzed, that is formation of a non-control and non-observed subsystem in ARS

structure, the spectrum of which coincides with that of the compensated poles. "The bad" transfer zeroes of an object are problematical for a great many methods of synthesis of ARS. The right zeroes, and also the left zeroes, which are in the immediate proximity to the imaginary axis, are among them. By means of PFC it is possible to change purposefully the transfer zeroes and even to exclude them from the corrected control channel. Correction of the frequency characteristics of the direct chain of PFC is realized with a view to ensure the desired phase and amplitude stability for the closed system. The authors demonstrate good prospects of its use in the regulation tasks with big amplification factor. The conducted researches demonstrate wide functional potentials of the considered mechanism of PFC and expediency of its use alongside with the classical methods of correction. In this connection the question about development of a methodology of PFC and its inclusion in the modern engineering instrument of ARS design is quite appropriate.

Keywords: automatic regulation systems, parallel feedforward correction, compensation of transfer poles, control by transfer zeroes, correction of the amplitude-phase characteristics, infinitely high gain

Acknowledgements: This work was supported by a grant from the Russian Foundation for Basic Research, projects No. 13-08-00161a and No. 13-08-00948a.

For citation:

Filimonov A. B., Filimonov N. B. Concerning the Problem of a Parallel Feedforward Correction of the Regulation Systems, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2015, vol. 16, no. 8, pp. 507–514.

DOI: 10.17587/mau.16.507-514

References

1. **Besekerskiy V. A., Popov E. P.** *Teoriya sistem avtomaticheskogo upravleniya* (Theory of Automatic Control Systems). SPb.: Izd-vo "Professija", 2003, 752 p. (in Russian).
2. **Teoriya avtomaticheskogo upravleniya** (Automatic Control Theory) / S. E. Dushin i dr.; Pod red. V. B. Jakovleva, Moscow, Vysshaya shkola, 2003, 567 p. (in Russian).
3. **Solodovnikov V. V.** ed. *Tekhnicheskaja kibernetika. Teoriya avtomaticheskogo regulirovanija. Kn. 2. Analiz i sintez linejnyh nepreryvnyh i diskretnykh sistem avtomaticheskogo regulirovanija* (Technical Cybernetics. Theory of Automatic Control. Book 2. Analysis and Synthesis of Linear Continuous and Discrete Systems of Automatic Control), Moscow, Mashinostroenie, 1967, 682 p. (in Russian).
4. **Topchev Ju. I.** *Atlas dlja proektirovanija sistem avtomaticheskogo regulirovanija* (Atlas for the Design of Automatic Control Systems), Moscow, Mashinostroenie, 1989, 752 p. (in Russian).
5. **Egupov N. D.** ed. *Metody klassicheskoj i sovremennoj teorii avtomaticheskogo upravlenija. Uchebnik. T. 2. Sintez reguljatorov i teorii optimizacii sistem avtomaticheskogo upravlenija* (Methods of Classical and Modern Theory of Automatic Control. Tutorial in 3 vol. Vol. 2. The Synthesis of Regulators and Optimization Theory of Automatic Control), Moscow, Publishing house of MGTU im. N. Je. Bauman, 2000, 736 p. (in Russian).
6. **Fedosov E. A.** ed. *Mashinostroenie. Jenciklopedija v 40 tt. T. 1–4. Avtomaticheskoe upravlenie. Teoriya* (Machinery Building. Encyclopedia in 40 vol. Vol. 1–4. Automatic Control. Theory), Moscow, Mashinostroenie, 2000, 688 p. (in Russian).
7. **Fillips C. L., Harbor R. D.** *Feedback Control Systems*, Prentice Hall, 1999, 658 p.
8. **Dorf R. C., Bishop R. H.** *Modern Control Systems*, Prentice Hall, 2007, 1056 p.
9. **Goodwin G. C., Graebe S. F., Salgado M. J.** *Control System Design*. Prentice Hall, 2001, 908 p.
10. **Fradkov A. L.** *Adaptivnaja stabilizacija minimal'no-fazovyh ob'ektov s vektornym vodom bez izmerenija proizvodnyh ot vyhoda* (The Adaptive Stabilization of Minimum-Phase Objects with Vector Input without Dimension of Derivatives from Output), *Dokl. RAN*, 1994, vol. 337, no. 5, pp. 592–594.
11. **Andrievskij B. R., Fradkov A. L., Stotsky A. A.** Shunt Compensation for Indirect Sliding-Mode Adaptive Control, *Proc. 13th Triennial IFAC World Congr. V. K*, 1996, San-Francisco, USA, pp. 193–198.
12. **Andrievskij B. R., Fradkov A. L.** *Izbrannye glavy teorii avtomaticheskogo upravlenija s primerami na jazyke MATLAB* (The Selected Chapters of Automatic Control Theory with Examples in MATLAB Language), SPb., Nauka, 2000, 475 p. (in Russian).
13. **Miroshnik I. V., Nikiforov V. O., Fradkov A. L.** *Nelinejnoe i adaptivnoe upravlenie slozhnymi dinamičeskimi sistemami* (Nonlinear and Adaptive Control by Complex Dynamic Systems), SPb., Nauka, 200, 549 p. (in Russian).
14. **Bar-Kana I.** Parallel Feedforward and Simplified Adaptive Control, *Int. Journ. Adapt. Control and Signal Processing*, 1987, vol. 1, pp. 95–109.
15. **Kaufman H., Bar-Kana I., Sobel K.** *Direct Adaptive Control Algorithms*, N.-Y., Springer-Verlag, 1994.
16. **Iwai Z., Mizumoto I.** Realization of Simple Adaptive Control by Using Parallel Feedforward Compensator, *Int. Journ. Control*, 1994, 59 (6), pp. 1543–1565.
17. **Bartolini G., Ferrara A., Stotsky A.** Stability and Exponential Stability of an Adaptive Control Scheme for Plants of any Relative Degree, *IEEE Trans. Autom. Contr.*, 1995, vol. 40, no. 1.
18. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *Robastnaja korekcija ob'ektov regulirovanija* (Robast Correction of Regulation Objects), *Problemy Teorii i Praktiki v Inženernykh Issledovanijah*, Moscow, ASV, 1998, pp. 248–252 (in Russian).
19. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *Soglasno-parallelnaja korekcija ob'ektov v zadachah robastnogo regulirovanija* (Parallel Feedforward Correction of Objects in the Tasks of Robust Regulation), *Sovremennye tehnologii v zadachah upravlenija, avtomatiki i obrabotki informacii. Sb. trudov mezhdunar. nauch.-tehn. seminar, Moscow*, Publishing house of MAI, 1998, pp. 131–133. (in Russian).
20. **Edwards C., Spurgeon S. K.** *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, London, Taylor and Francis, 1998.
21. **Deng M., Iwai Z., Mizumoto I.** Robust Parallel Compensator Design for Output Feed-back Stabilization of Plants with Structured Uncertainty, *Systems and Control Letters*, 1999, 36, pp. 193–198.
22. **Ohtsuka H., Nagata M., Iwai Z.** Sliding Mode Control System Design Using Parallel Feedforward Compensator, *Proc. of 5th ASCC, CD-ROM*, 2004, pp. 1974–1982.
23. **Gessing R.** Parallel Compensator for Continuous and Relay Control Systems with Difficult Plants, *American Control Conf. ACC'07, USA*, New York, NY 9–13 July 2007, pp. 5810–5815.
24. **Wana Y., Royb S., Saberib A.** Pre- Y Post- Y Feedforward Compensator Design for Zero Placement, *International Journal of Control*, 2010, vol. 83, no. 9, pp. 1839–1843.
25. **Gavini L., Izadian A., Li L.** A Parallel Compensation Approach in Controls of Buck-Boost Converters, *Proc. 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, Australia, November 2011, pp. 451–455.
26. **Qian C., Mingzhi H., Zheng T. Q.** Simulation and Research on Three-Phase Parallel PFC with FeedForward Compensation, *Weas Transactions on Circuits and Systems*, 2011, vol. 9, iss. 9, pp. 309–318.
27. **Landau I. D., Airimit'oae T.-B., Alma M.** An IIR Youla-Kucera Parametrized Adaptive Feedforward Compensator for Active Vibration Control with Mechanical Coupling, *IEEE Tran. on Control Systems Technology*, 2013, 21 (3), pp. 765–779.
28. **Kostrikin A. I.** *Vvedenie v algebra* (Introduction into Algebra), Moscow, Nauka, 1977, 496 p. (in Russian).
29. **Solodovnikov V. V., Filimonov N. B.** *Dinamičeskoe kachestvo avtomaticheskogo regulirovanija* (The Dynamic Quality of Automatic Regulation), Moscow, MVTU im. N. Je. Bauman, 1987, 84 p. (in Russian).
30. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *Robastnaja korekcija v sistemah upravlenija s bol'shim koeficientom usilenija* (Robust Correction in Control Systems with High Gain), *Mekhatronika, Avtomatizacija, Upravlenie*, 2014, no. 12, pp. 3–10 (in Russian).
31. **Filimonov A. B.** *Spektral'naja dekompozicija sistem s zapazdyvanijami. Kompensacija zapazdyvanij* (Spectral Decomposition of Systems with Delay Time. The Compensation of Delay Time), Moscow, Fizmatlit, 2002, 288 p. (in Russian).