

Метод синтеза следящих систем автоматического управления высокой точности

Ревенко В. Б., Каращук Н. Н.

Житомирский военный институт имени С. П. Королева, м. Житомир, Украина

E-mail: knm7@ukr.net

Представлено метод синтеза следящих систем автоматического управления высокой точности, эквивалентных комбинированным, в условиях одновременного присутствия как неизмеряемого входного полезного (задающего) воздействия X , так и внешних возмущений и помех. Предложено решение задачи управления в рамках двухконтурных систем, эквивалентных комбинированным системам (Рис. 2), в которых первый блок второго контура осуществляет операцию извлечения X из сигнала ошибки ε_k по выражению (5), передаточная функция второго регулятора задается выражением (6), третий блок осуществляет инверсию передаточной функции (ПФ) $W_{0y}(p)$. Характеристический полином двухконтурной системы автоматического управления (САУ) имеет вид (7), что исключает влияние второго контура на устойчивость первого. Полином числителя передаточной функции по ошибке должен иметь разность полиномов, что приводит к достижению инвариантности. В соответствии с этими требованиями условие инвариантности и характеристическое уравнение имеют вид (16) и (17). Двухконтурная САУ, имеющая передаточную функцию по ошибке вида (20) является эквивалентной комбинированной, так как в ней обеспечиваются: инвариантность ошибки относительно задающего воздействия без непосредственного его измерения; устойчивость первого контура при устойчивом втором контуре. При данном построении САУ эквивалентность комбинированным системам, в отличие от метода дифференциальных связей, достигается не тремя, а двумя контурами управления. Синтезирована двухконтурная САУ, эквивалентная комбинированной, которая при этом реализует требование – повышение астатизма САУ на единицу. Предложенный метод целесообразно применять для построения следящих систем (особенно радиотехнических, где входное полезное воздействие неизмеряемо), а также в системах управления летательными аппаратами различного назначения.

Ключевые слова: системы автоматического управления; высокая точность; передаточная функция; метод синтеза; инвариантность; устойчивость; радиотехнические следящие системы; устройство управления; объект управления; контур; регулятор

DOI: [10.20535/RADAP.2021.87.30-38](https://doi.org/10.20535/RADAP.2021.87.30-38)

Вступление

Задачам достижения инвариантности (высокой точности) без нарушения устойчивости систем автоматического управления посвящено значительное количество работ, например [2, 3, 5, 6, 10–13, 15–33]. В [20] исследуется проблема адаптивного нейронного управления с отслеживанием обратной связи по выходу для класса переключаемых неопределенных нелинейных систем в структуре нестройной обратной связи со средним временем задержки. Устойчивость замкнутой системы доказывается с помощью сходимости среднего времени пребывания и теории устойчивости по Ляпунову. Адаптивный контроллер обеспечивает ограниченность всех сигналов в замкнутой системе классом сигналов переключения со средним временем задержки и ошибка отслеживания сходится к заранее заданным границам. Проблема адаптивного нейронного отказоустойчи-

вого управления для класса нелинейных систем с неопределенной коммутацией и нестройной обратной связью с немоделированной динамикой и неизмеряемыми состояниями, рассмотрена в [21]. В такой системе неопределенные нелинейные части идентифицируются нейронными сетями с радиальной базисной функцией, структурные характеристики которой устраняют нарушение без строгой обратной связи и методом обратного шага. Теория устойчивости Ляпунова используется для обеспечения устойчивости замкнутой системы и отслеживания на заданной траектории. В [24] предложены адаптивные стратегии обучения нейронных сетей на основе консенсусных стратегий управления. Для достижения желаемых консенсусных результатов, предлагается алгоритм из адаптивных методов для аппроксимации неизвестных нелинейных функций в режиме онлайн и оценки неизвестных границ неисправностей исполнительных механизмов.

При адаптивном управлении необходимо иметь входное воздействие, которое измеряется. Так же повышается сложность реализации для получения высокой точности. В случае, когда входное воздействие неизмеряемо (неизвестно) адаптивные алгоритмы нецелесообразны.

Лучше всего подобные задачи решаются в классе комбинированных автоматических систем, работающих по ошибке и задающему (возмущающему) воздействию [4, 14, 29–33]. В [19] предложен комбинированный алгоритм управления маховиком и струйным механизмом одноосного испытательного стенда с воздушными подшипниками для моделирования микрогравитационной среды летательного аппарата и проведено имитационное испытание. В результате комбинированное управление может эффективно сократить время маневра при сохранении высокоточного управления, ориентируясь на требования маневра под большим углом и высокоточного управления спутником наблюдения Земли.

В условиях, если внешние воздействия (задающие и возмущающие) не измеряемы, следует использовать теорию систем автоматического управления (САУ), которые являются эквивалентными комбинированным автоматическим системам (в смысле инвариантности и устойчивости), реализующие метод дифференциальных связей, или оценивание переменных состояния расширенного объекта.

1 Постановка проблемы

Пусть имеется одноконтурная САУ (Рис. 1), где ОУ – объект управления, УУ – устройство управления.

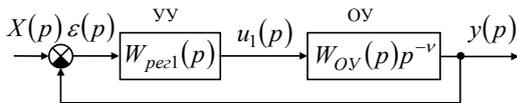


Рис. 1. Одноконтурная система автоматического управления

Получим условия достижения инвариантности в одноконтурной САУ, для чего определим передаточную функцию по ошибке управления:

$$W_\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + W_p(p)}, \quad (1)$$

$$W_p(p) = W_{\text{per1}}(p) W_{\text{OY}}(p) p^{-\nu}, \quad (2)$$

где $W_{\text{per1}}(p)$ – передаточная функция регулятора 1; $W_{\text{OY}}(p)$ – передаточная функция объекта управления без интегрирующих звеньев; ν – порядок астатизма.

Соответственно

$$W_{\text{per1}}(p) = \frac{B_{\text{per1}}(p)}{C_{\text{per1}}(p)}; \quad W_{\text{OY}}(p) = \frac{M(p)}{N(p)},$$

где $B_{\text{per1}}(p), C_{\text{per1}}(p)$ – полиномы передаточной функции регулятора 1; $M(p), N(p)$ – полиномы передаточной функции объекта управления без интегрирующих звеньев.

Выражение (2) является передаточной функцией (ПФ) разомкнутого контура. Подставим (2) в (1), выразив предварительно соответствующие ПФ через их полиномы, тогда

$$W_\varepsilon(p) = \frac{1}{1 + \frac{B_{\text{per1}}(p) M(p) p^{-\nu}}{C_{\text{per1}}(p) N(p)}} = \frac{C_{\text{per1}}(p) N(p)}{C_{\text{per1}}(p) N(p) + B_{\text{per1}}(p) M(p) p^{-\nu}}.$$

Отсюда имеем условие инвариантности

$$C_{\text{per1}}(p) N(p) = 0, \quad (3)$$

характеристическое уравнение

$$C_{\text{per1}}(p) N(p) + B_{\text{per1}}(p) M(p) p^{-\nu} = 0. \quad (4)$$

Из анализа выражений (3) и (4) видно, что условие инвариантности входит в характеристическое уравнение, поэтому достижение условий инвариантности связано с изменением характеристического уравнения, то есть с изменением корней на комплексной плоскости p . Из этого следует, что в одноконтурной САУ нельзя добиться инвариантности без изменения устойчивости системы.

2 Анализ последних исследований и публикаций

Широко известны работы отечественных ученых по методам синтеза регуляторов комбинированных САУ с их местом расположения в разомкнутых каналах (в связях по задающему и возмущающему воздействиям).

Так, например, Г. В. Щипановым сформулирована задача синтеза систем, позволяющая компенсировать действие возмущений, а В. С. Кулебакиным и Б. Г. Петровым указаны пути практической реализации компенсации [1, 6–8].

Для комбинированных САУ, а также для САУ эквивалентных комбинированным автоматическим системам (в смысле устойчивости) А. Г. Ивахненко, Г. Ф. Зайцевым, Б. М. Менским и др. рассмотрены методы синтеза регуляторов при компенсации внешних возмущений и при воспроизведении задающих воздействий из условий достижения инвариантности ошибки относительно данных воздействий [4, 14].

Для построения систем, эквивалентных комбинированным, часто использовалась управляемая величина (выход системы). Это требовало дополнительных аппаратных затрат и вносило дополнительные ошибки измерений управляемой величины.

Целью статьи является разработка метода синтеза следящих систем автоматического управления высокой точности, эквивалентных комбинированным, в условиях неизмеряемой управляемой величины (входного полезного воздействия) для построения следящих систем (особенно радиотехнических, где входное полезное воздействие неизмеряемо, а потому и комбинированное управление невозможно).

3 Изложение основного материала

Известно, что для получения комбинированного уравнения u_k необходимо иметь две составляющие [4, 14, 16]

$$u_k = u_1(\varepsilon) + u_2(X),$$

где составляющая u_1 зависит от ошибки ε (первый контур), а u_2 – от задающего воздействия X (второй контур).

Исходя из того, что в системах эквивалентных комбинированным задающее воздействие непосредственно неизмеряемо, то поступим следующим образом. Задающее воздействие X можно получить косвенным образом из сигнала ошибки ε_k системы, эквивалентной комбинированной САУ [9].

Используя отношение

$$\frac{\varepsilon_k(p)}{X(p)} = \frac{A_k(p)}{C_k(p)},$$

где $C_k(p)$ – характеристический полином системы, эквивалентной комбинированной САУ; $A_k(p)$ – полином числителя ПФ комбинированной САУ по ошибке этой же системы, получим

$$X(p) = \frac{C_k(p)}{A_k(p)} \varepsilon_k(p). \quad (5)$$

3.1 Описание метода

Решение задачи управления рассмотрим в рамках двухконтурных систем, эквивалентных комбинированным системам (Рис. 2), в которых первый блок второго контура осуществляет операцию извлечения X из ε_k по выражению (5).

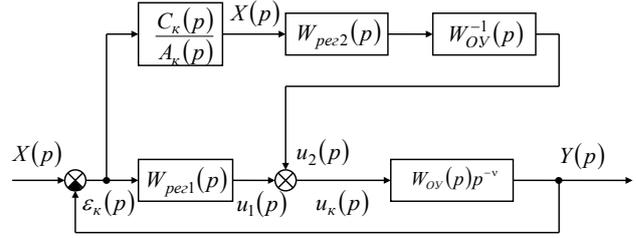


Рис. 2. Структурная схема двухконтурной системы, эквивалентной комбинированной системе

Передаточную функцию второго регулятора (второй блок второго контура) зададим следующим выражением

$$W_{\text{per}2}(p) = \frac{B_{\text{per}2}(p)}{C_{\text{per}2}(p)}. \quad (6)$$

Третий блок осуществляет инверсию передаточной функции $W_{\text{OY}}(p)$.

Задача получения инвариантности без нарушения устойчивости первого контура ставится следующим образом.

Характеристический полином $C_k(p)$ двухконтурной САУ должен иметь вид

$$C_k(p) = C_1(p) C_{\text{per}2}(p), \quad (7)$$

что исключает влияние второго контура на устойчивость первого.

Полином числителя ПФ по ошибке $A_k(p)$ должен иметь разность полиномов, что приводило бы к достижению инвариантности.

В соответствии с этими требованиями ПФ двухконтурной САУ, эквивалентной комбинированной, найдем по формуле

$$W_{\varepsilon}^{(2)}(p) = \frac{A_k(p)}{C_k(p)} = \frac{A_k(p)}{C_1(p) C_{\text{per}2}(p)}. \quad (8)$$

На основании Рис. 2 составим систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon_k(p) &= X(p) - y(p); \\ u_k(p) &= W_{\text{per}1}(p) \varepsilon_k(p) + W_{\text{OY}}^{-1}(p) W_{\text{per}2}(p) \frac{C_k(p)}{A_k(p)} \varepsilon_k(p); \\ y(p) &= W_{\text{OY}}(p) p^{-\nu} u_k(p). \end{aligned} \right\}$$

Исключая промежуточные переменные u_k и y , получим

$$\varepsilon_k(p) = X(p) - W_{\text{OY}}(p) p^{-\nu} \times \\ \times \left[W_{\text{per}1}(p) \varepsilon_k(p) + W_{\text{OY}}^{-1}(p) W_{\text{per}2}(p) \frac{C_k(p)}{A_k(p)} \varepsilon_k(p) \right].$$

Выражения, содержащие ε_k , перенесем в левую часть уравнения. В результате получим

$$\varepsilon_k(p) \times \\ \times \left[1 + W_{\text{OY}}(p) p^{-\nu} W_{\text{per}1}(p) + p^{-\nu} W_{\text{per}2}(p) \frac{C_k(p)}{A_k(p)} \right] = \\ = X(p).$$

Выразим ПФ регуляторов через соответствующие полиномы. Найдем ПФ по ошибке через полиномы $A_1(p)$ и $C_1(p)$ одноконтурной системы

$$W_\varepsilon^{(1)}(p) = \frac{A_1(p)}{C_1(p)}. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (1), получим

$$\frac{A_1(p)}{C_1(p)} = \frac{1}{1 + W_p(p)},$$

$$W_p(p) = \frac{C_1(p) - A_1(p)}{A_1(p)}. \quad (10)$$

$$\varepsilon_\kappa(p) \left[\frac{A_1 A_\kappa C_{\text{per}2} + A_\kappa C_1 C_{\text{per}2}}{A_1 A_\kappa C_{\text{per}2}} + \frac{-A_1 A_\kappa C_{\text{per}2} + p^{-\nu} A_1 B_{\text{per}2} C_\kappa}{A_1 A_\kappa C_{\text{per}2}} \right] = X(p).$$

После преобразований получим следующую ПФ по ошибке двухконтурной САУ

$$\frac{\varepsilon_\kappa(p)}{X(p)} = \frac{A_1(p) A_\kappa(p) C_{\text{per}2}(p)}{A_\kappa(p) C_1(p) C_{\text{per}2}(p) + p^{-\nu} A_1(p) B_{\text{per}2}(p) C_\kappa(p)}. \quad (12)$$

Так как по условию (7) решения задачи ПФ характеристического полинома $C_\kappa(p) = C_1(p) C_{\text{per}2}(p)$, то после ее учета в знаменателе (12) и сокращения на полином $C_{\text{per}2}(p)$ выражение (12) примет вид

$$\frac{\varepsilon_\kappa(p)}{X(p)} = \frac{A_1(p) A_\kappa(p)}{A_\kappa(p) C_1(p) + p^{-\nu} A_1(p) B_{\text{per}2}(p) C_1(p)}. \quad (13)$$

По другому условию (8) решения задачи числитель выражения (13) должен быть равным $A_\kappa(p)$, а знаменатель – $C_1(p) C_{\text{per}2}(p)$.

Поэтому произведя деление числителя и знаменателя (13) на полином $A_1(p)$, получим следующую требуемую ПФ по ошибке двухконтурной САУ:

$$W_\varepsilon^2(p) = \frac{A_\kappa(p)}{[A_\kappa(p) C_1(p) + p^{-\nu} A_1(p) B_{\text{per}2}(p) C_1(p)] / A_1(p)}. \quad (14)$$

Если знаменатель ПФ (14) приравнять к требуемому знаменателю ПФ (8), то получим следующее выражение для определения полинома $A_\kappa(p)$

$$\frac{A_\kappa(p) C_1(p) + p^{-\nu} A_1(p) B_{\text{per}2}(p) C_1(p)}{A_1(p)} = C_1(p) C_{\text{per}2}(p).$$

Сокращая левую и правую части на полином $C_1(p)$, имеем

$$A_\kappa(p) = A_1(p) [C_{\text{per}2}(p) - B_{\text{per}2}(p) p^{-\nu}]. \quad (15)$$

Из (15) видно, что желаемый полином числителя ПФ по ошибке двухконтурной САУ $A_\kappa(p)$ представляет собой произведение полинома $A_1(p)$ и другого

Подставляя (10) в (2), определим

$$\frac{C_1(p) - A_1(p)}{A_1(p)} = W_{\text{per}1}(p) W_{\text{OУ}}(p) p^{-\nu}. \quad (11)$$

Используя выражения (6) и (11), получим

$$\varepsilon_\kappa(p) \left[1 + \frac{C_1(p) - A_1(p)}{A_1(p)} + p^{-\nu} \frac{B_{\text{per}2}(p) C_\kappa(p)}{C_{\text{per}2}(p) A_\kappa(p)} \right] = X(p).$$

Приведем полученное выражение к общему знаменателю. Для сокращения записей оператор p в полиномах опустим, тогда

разностного полинома, образованного полиномами знаменателя и числителя ПФ регулятора 2, а также интегрирующими звеньями объекта управления.

Условие инвариантности примет вид

$$A_1(p) [C_{\text{per}2}(p) - B_{\text{per}2}(p) p^{-\nu}] = 0, \quad (16)$$

а характеристическое уравнение

$$C_1(p) C_{\text{per}2}(p) = 0. \quad (17)$$

Отсюда видно, что инвариантность может быть достигнута с помощью полинома $B_{\text{per}2}(p)$, который не входит в характеристическое уравнение и, следовательно, не влияет на устойчивость, а также с помощью полинома $C_{\text{per}2}(p)$, который хотя и входит в характеристическое уравнение, но не влияет на устойчивость первого контура.

В самом деле, для отыскания корней двухконтурной САУ при условии (17) могут быть составлены следующие уравнения:

$$C_1(p) = 0, \quad (18)$$

$$C_{\text{per}2}(p) = 0. \quad (19)$$

В результате решения (18) получим корни одноконтурной САУ, а решения (19) – корни регулятора 2, который по определению должен быть устойчивым (тогда второй контур не будет влиять на устойчивость первого контура).

Таким образом, двухконтурная САУ, имеющая ПФ по ошибке

$$W_\varepsilon^2(p) = \frac{A_1(p) [C_{\text{per}2}(p) - B_{\text{per}2}(p) p^{-\nu}]}{C_1(p) C_{\text{per}2}(p)}, \quad (20)$$

является эквивалентной комбинированной САУ, так как в ней обеспечиваются:

- инвариантность ошибки относительно задающего воздействия без непосредственного его измерения;
- устойчивость первого контура при устойчивом втором контуре.

3.2 Исследование метода

Пусть структурная схема одноконтурной САУ имеет вид (Рис. 3).

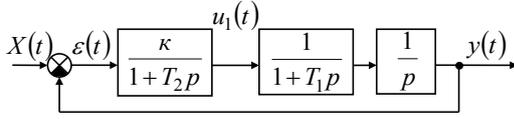


Рис. 3. Структурная схема одноконтурной САУ

Необходимо разработать структурную схему двухконтурной САУ, эквивалентной комбинированной, которая при этом реализует требование – повышение астатизма САУ на единицу ($\Delta\nu = 1$).

3.3 Синтез САУ

Следует заметить, что увеличение астатизма на единицу в схеме САУ (Рис. 3) (то есть включение в разомкнутый канал еще одного интегрирующего звена с ПФ $1/p$) приведет к ее неустойчивости, выйти из которой путем изменения параметров κ , T_1 и T_2 не представляется возможным.

Включение в разомкнутый канал управления форсирующих контуров с ПФ вида

$$C_0 + C_1p \approx \frac{1 + T_2p}{1 + T_1p}, \quad T_1 < T_2, \quad (21)$$

при выполнении которого $C_0 \approx 1$, $C_1 \approx T_2$, не снимет проблему устойчивости в ситуациях физического изменения значений указанных параметров.

Необходимо отметить, что наличие во втором контуре регулятора с ПФ вида

$$W_{\text{пер}2}(p) = \frac{C_0p}{C_0 + C_1p}, \quad (22)$$

приводит к повышению порядка астатизма на единицу без влияния на устойчивость одноконтурной САУ.

Искомая структурная схема может быть построена двумя способами:

без охвата регулятора второго контура обратной связью, то есть на основе структурной схемы (Рис. 2);

с охватом указанного регулятора положительной обратной связью, то есть на основе структурной схемы Рис. 4.

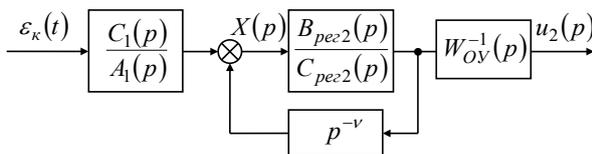


Рис. 4. Структурная схема разомкнутого второго контура с замкнутым регулятором

Рассмотрим первый вариант построения двухконтурной САУ, эквивалентной комбинированной системе, применительно к заданной одноконтурной САУ (Рис. 3), на которой передаточные функции связаны с соответствующими передаточными функциями двухконтурной САУ (Рис. 2) следующим образом

$$\begin{aligned} W_{\text{пер}1}(p) &= \frac{\kappa}{1 + T_2p}, \\ W_{\text{ОУ}}(p) &= \frac{1}{1 + T_1p}, \\ W_{\text{ОУ}}^{-1}(p) &= 1 + T_1p. \end{aligned} \quad (23)$$

Как уже упоминалось выше, передаточная функция регулятора второго контура $W_{\text{пер}2}(p)$ должна иметь вид выражения (22), при этом коэффициенты C_0 и C_1 назначаются из условий устойчивости ($C_0 > 0$, $C_1 > 0$) и минимального времени переходного процесса (отношение C_0/C_1 по модулю должно быть меньше действительной части любого корня (полюса) первого контура двухконтурной САУ, эквивалентной комбинированной системе).

Тогда искомая структурная схема САУ примет вид (Рис. 5).

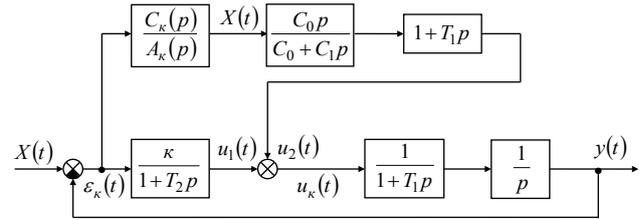


Рис. 5. Структурная схема двухконтурной САУ, эквивалентная комбинированной, со вторым порядком астатизма

Остается определить полиномы $C_\kappa(p)$ и $A_\kappa(p)$, которые задаются следующими выражениями (7) и (15), то есть

$$\left. \begin{aligned} C_\kappa(p) &= C_1(p) C_{\text{пер}2}(p), \\ A_\kappa(p) &= A_1(p) [C_{\text{пер}2}(p) - B_{\text{пер}2}(p) p^{-1}], \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

в которых полиномы регулятора второго контура были определены ранее.

Учитывая, что структура и параметры первого контура САУ (Рис. 3) известны, то его передаточная функция по ошибке

$$W_\varepsilon^{(1)}(p) = \frac{A_1(p)}{C_1(p)} = \frac{T_1T_2p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p}{T_1T_2p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p + K}. \quad (25)$$

Разность в квадратных скобках (24) определяется так

$$C_{\text{пер}2}(p) - B_{\text{пер}2}(p) p^{-1} = C_0 + C_1p - C_0pp^{-1} = C_1p,$$

что дает более полное описание отношения полиномов $C_\kappa(p)/A_\kappa(p)$, то есть

$$\left. \begin{aligned} C_\kappa(p) &= [T_1T_2p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p + K] (C_0 + C_1p), \\ A_\kappa(p) &= [T_1T_2p^3 + (T_1 + T_2)p^2 + p] C_1p. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Второй вариант построения двухконтурной САУ, эквивалентной комбинированной системе, предусматривает охват регулятора 2 положительной обратной связью, что следует из структурной схемы (Рис. 4).

Соответствующая структурная схема САУ показана на Рис. 6.

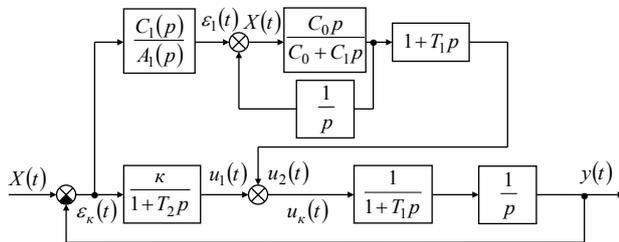


Рис. 6. Структурная схема двухконтурной САУ, эквивалентной комбинированной, со вторым порядком астатизма и замкнутым регулятором второго контура

Из схемы Рис. 6 видно, что блок с передаточной функцией $C_1(p)/A_1(p)$ является обратным по отношению к блоку с передаточной функцией $W_\varepsilon^{(1)}(p)$, которая имеет вид выражения (25) и где

$$\left. \begin{aligned} C_1(p) &= T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p + K, \\ A_1(p) &= T_1 T_2 p^3 + (T_1 + T_2) p^2 + p. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

Сравнение выражений (26) и (27) показывает, что в схеме САУ, где во втором контуре имеется регулятор 2, охваченный положительной обратной связью по интегратору, идентификатор задающего воздействия $X(t)$ является более простым, так как имеет меньший порядок. При этом инверторы (инерционная часть объекта управления) имеют одинаковую передаточную функцию $(1 + T_1 p)$.

Предложенный метод целесообразно применять для построения следящих радиотехнических систем (в системах управления трафиком высокоскоростных мультисервисных сетей связи), в системах управления летательными аппаратами различного назначения (беспилотными летательными аппаратами, квадрокоптерами, искусственными спутниками Земли, самолетами различного назначения).

Выводы

1. Предложен метод синтеза двухконтурных систем, эквивалентных комбинированным, в условиях наличия одновременно как входного (задающего) воздействия, так и внешних воздействий и помех.

2. Разработанный метод позволяет синтезировать следящие системы автоматического управления высокой точности, эквивалентных комбинированным, в условиях неизмеряемой управляемой величины (входного полезного воздействия).

3. В данном аппарате построения САУ, эквивалентность комбинированным системам, в отличии

от метода дифференциальных связей, достигается не тремя, а двумя контурами управления.

4. Синтезирована двухконтурная САУ, эквивалентная комбинированной, которая при этом реализует требование – повышение астатизма САУ на единицу.

5. Предложенный метод целесообразно применять для построения следящих систем (особенно радиотехнических, где входное полезное воздействие неизмеряемо, а потому и комбинированное управление невозможно), а также в системах управления летательными аппаратами различного назначения.

Перечень ссылок

1. Гайдук А. Р. К условиям существования абсолютно инвариантных к неизмеряемым воздействиям систем / А. Р. Гайдук // Автомат. и телемех. – 2010. – №8 – С. 3–12.
2. Жуков В. П. О существовании инвариантных простых контуров в инвариантных множествах нелинейных динамических систем второго порядка / В. П. Жуков // Автомат. и телемех. – 2002. – № 3 – С. 36–49.
3. Зайцев Г. Ф. Синтез дискретных систем на основе условий инвариантности по каналам оценивания и управления / Г. Ф. Зайцев, Ю. А. Пушкарёв // Теория инвариантности, теория чувствительности и их применение. Тез. док. VII Всесоюзное совещ. – Москва: Институт проблем управления, 1987. – 162 с.
4. Зайцев Г. Ф. Комбинированные следящие системы / Г. Ф. Зайцев – Киев: Техника, 1978. – 262 с.
5. Методы современной теории автоматического управления // Под общей ред. К. А. Пупкова. – Москва: МГУ им. Н. Э. Баумана, 2000. – 747 с.
6. Петров Б. Н. Теория автоматического управления: Избранные труды. Т.1. / Б. Н. Петров. – Москва: Наука, 1983. – 429 с.
7. Петров Б. Н. Управление авиационными и космическими аппаратами: Избранные труды. Т. 2. / Б. Н. Петров. – Москва: Наука, 1983. – 328 с.
8. Петров Б. Н. Принцип инвариантности в измерительной технике / Б. Н. Петров, В. А. Викторов, Б. В. Лункин. – Москва: Наука, 1976. – 239 с.
9. Пушкарёв Ю. А. Анализ и синтез дискретных систем оценивания / Ю. А. Пушкарёв. – Москва: МО СССР, 1989. – 350 с.
10. Пушкарёв Ю. А. Новые эффективные цифровые фильтры второго и третьего порядка / Ю. А. Пушкарёв, В. Б. Ревенко // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1994. – Т. 37. № 4.– С. 54–61.
11. Пушкарёв Ю. А. Новый структурный метод синтеза эффективных цифровых фильтров обработки информации для автоматических следящих систем / Ю. А. Пушкарёв, В. Б. Ревенко // Институт кибернетики УССР им. акад. В. М. Глушкова. Проблемы управления и информатики. – 1995. – № 1. – С. 138–148.
12. Пушкарёв Ю. А. Метод конструирования следящей системы с цифровым фильтром внутри контура слежения и повышенной точностью управления / Ю. А. Пушкарёв, В. Б. Ревенко // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2005. – Т.48, № 10. – С. 29–37.

13. Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического управления // Под общей редакцией К. А. Пупкова. – Москва: МГТУ им. Н. Э. Баумана. – 2000. – 735 с.
14. Солнечный Э. М. Инвариантность и астатизм в системах без измерения возмущения / Э. М. Солнечный // Автомат. и телемех. – 2008. – №12. – С. 76–85.
15. Уткин В. А. Инвариантность и автономность в системах с разделяемыми движениями / В. А. Уткин // Автомат. и телемех. – 2001. – Вып. 11. – С. 73–94.
16. Теория управления. Терминология. Вып. 107. – Москва: Наука, 1988. – 56 с.
17. Davison E. J. The output control of linear time-invariant systems with unmeasurable arbitrary disturbances // IEEE. Trans. – 1972. – Vol. 17, No. 5. – pp. 621–630. doi:10.1109/TAC.1972.1100084.
18. Boyd S. Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory / S. Boyd, L. Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishnan. – Philadelphia: STAM, 1994. – 193 p.
19. Chen Z. Research on High-Precision Attitude Control of Joint Actuator of Three-Axis Air-Bearing Test Bed / Chen Z., Luo Z., Wu Y., Xue W., Li W. // Journal of Control Science and Engineering. – 2021. – Article ID 5582541. doi:10.1155/2021/5582541.
20. Wang Y. Neural network-based adaptive tracking control for switched nonlinear systems with prescribed performance: An average dwell time switching approach / Y. Wang, B. Niu, H. Wang et al. // Neurocomputing. – 2021. – Vol. 435. – pp. 295–306. doi.org/10.1016/j.neucom.2020.10.023.
21. Ma L. Small-Gain Technique-Based Adaptive Neural Output-Feedback Fault-tolerant Control of Switched Nonlinear Systems with Unmodeled Dynamics / L. Ma, N. Xu, X. Zhao, G. Zong, and X. Huo // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems. – 2020. – Vol. 51. – pp. 7051–7062. doi.org:10.1109/TSMC.2020.2964822.
22. Xiong J. Nonfragile fault-tolerant control of suspension systems subject to input quantization and actuator fault / J. Xiong, X. Chang, J. H. Park et al. // International Journal of Robust and Nonlinear Control. – 2020. – Vol. 30. – pp. 6720–6743. doi.org/10.1002/rnc.5135.
23. Yuan W. Adaptive Backstepping Sliding Mode Control of the Hybrid Conveying Mechanism with Mismatched Disturbances via Nonlinear Disturbance Observers / W. Yuan, G. Gao, and J. Li // Journal of Control Science and Engineering. – 2020. – Vol. 2020, 13 pages, Article ID 7376503. doi.org/10.1155/2020/7376503.
24. Jin X. Adaptive fault-tolerant consensus for a class of leader-following systems using neural network learning strategy / X. Jin, X. Zhao, J. Yu, X. Wu, J. Chi // Neural Netw. – 2020. – Vol. 121. – pp. 474–483. doi.org/10.1016/j.neunet.2019.09.028.
25. Yao X. Disturbance-Observer-Based Fault Tolerant Control of High-Speed Trains: a Markovian Jump System Model Approach / Yao X., Wu L., Guo L. // IEEE Trans Syst Man Cybernet Syst. – 2020. – Vol. 50(4). – pp. 1476–1485. doi.org/10.1109/TSMC.2018.2866618.
26. Mechali Omar. Observer-based fixed-time continuous nonsingular terminal sliding mode control of quadrotor aircraft under uncertainties and disturbances for robust trajectory tracking: Theory and experiment / Omar Mechali, Limei Xu, Ya Huang, Mengji Shi, Xiaomei Xie // Control Engineering Practice. – 2021. – Vol. 111, Article 104806. doi.org/10.1016/j.conengprac.2021.104806.
27. Sharma Manmohan. Control of a quadrotor with network induced time delay / Manmohan Sharma, Indrani Kar // ISA Transactions. – 2021. – Vol. 111. – pp. 132–143. doi.org/10.1016/j.isatra.2020.11.008.
28. Benjamin Kuo C. Automatic Control Systems / Kuo C. Benjamin. – Technology and Engineering, 1995. – 928 p.
29. C. Dorf Richard. Modern Control Systems, Global Edition, 13th Edition / Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. – Pearson (Intl), 2019. – 1032 p.
30. Ageev S. A. An Adaptive Method for Assessing Traffic Characteristics in High-Speed Multiservice Communication Networks Based on a Fuzzy Control Procedure / S. A. Ageev, A. A. Privalov, A. A. Butsanets // Intellectual control systems. – 2021. – Vol. 82. – pp. 1222 – 1232. doi.org/10.1134/S0005117921070067.
31. Bazhenov S. G. Stability Analysis of an Airplane with MIMO Control System Based on Frequency Methods / S. G. Bazhenov, A. N. Kozyaichev, V. S. Korolev // Control sciences. – 2021. – Vol. 82. – pp. 1271–1280. doi.org/10.1134/S0005117921070109.
32. Alexandrov V. A. Optimization of the Altitude and Speed Profile of the Aircraft Cruise with Fixed Arrival Time / V. A. Alexandrov, E. Yu. Zybin, M. V. Khlebnikov // Automation and Remote Control. – 2021. – Vol. 82. – pp. 1169–1182. doi.org/10.1134/S0005117921070031.
33. N. van Hien. An Object-Oriented Systems Engineering Point of View to Develop Controllers of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicles / N. V. Hien, V.-T. Truong, and N.-T. Bui // International Journal of Aerospace Engineering. – 2020. – Vol. 2020, Article ID 8862864. – 17 p. doi.org/10.1155/2020/8862864.

References

- [1] Gaiduk A. R. (2010). *To the conditions for the existence of systems absolutely invariant to unmeasured influences*. Automation and telemechanics, Iss. 8, pp. 3–12. [in Russian].
- [2] Zhukov V. P. (2002). *On the existence of invariant simple contours in invariant sets of second-order nonlinear dynamical systems*. Automation and telemechanics, Iss. 3, pp. 36–49. [in Russian].
- [3] Zaitsev G. F. and Pushkarev Yu. A. (1987). *Sintez diskretnykh sistem na osnove uslovii invariantnosti po kanalams otsenivaniya i upravleniya. Teoriya invariantnosti, teoriya chuvstvitel'nosti i ikh primenenie. Tez. dok. VII Vsesoyuznoe soveshch. [Synthesis of discrete systems based on invariance conditions for estimation and control channels. The theory of invariance, the theory of sensitivity and their application. Abstracts. doc. VII All-Union conference]*. Moskva : Institut problem upravleniya, 162 p. [in Russian].
- [4] Zaitsev G. F. (1978). *Kombinirovannyye sledyashchie sistemy [Combined tracking systems]*. Kiiiv : Equipment Publ., 262 p. [in Russian].
- [5] Pupkov K. A. (2000). *Metody sovremennoy teorii avtomaticheskogo upravleniya [Methods of modern theory of automatic control]*. Moskva: State University N. E. Bauman, 747 p. [in Russian].
- [6] Petrov B. N. (1983). *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya: Izbrannyye trudy. T.1. [Automatic control theory: Selected works. Vol. 1]*. Moskva: Nauka, 429 p. [in Russian].

- [7] Petrov B. N. (1983). *Upravlenie aviatsionnymi i kosmicheskimi apparatami: Izbrannye trudy. T. 1 [Aircraft and Spacecraft Management: Selected Works. Vol. 1]*. Moskva: Nauka, 328 p. [in Russian].
- [8] Petrov B. N., Viktorov V. A. and Lunkin B. V. (1976). *Printsip invariantnosti v izmeritel'noi tekhnike [The principle of invariance in measuring technology]*. Moskva: Nauka, 239 p. [in Russian].
- [9] Pushkarev Yu. A. (1989). *Analiz i sintez diskretnykh sistem otsenivaniya [Analysis and synthesis of discrete grading systems]*. MO SSSR, 350 p. [in Russian].
- [10] Pushkarev Yu. A. and Revenko V. B. (1994). *New efficient digital filters of the second and third order*. Izv. universities. Radioelectronics, Vol. 37, Iss. 4. [in Russian].
- [11] Pushkarev Yu. A. and Revenko V. B. (1995). *A new structural method for the synthesis of effective digital filters for information processing for automatic tracking systems*. Institute of Cybernetics of the Ukrainian SSR named after acad. V. M. Glushkova. Problems of management and informatics, Iss. 1, pp. 138–148. [in Russian].
- [12] Pushkarev Yu. A. and Revenko V. B. (2005). *Tracking system design method with a digital filter inside the tracking loop and increased control accuracy*. Izv. universities. Radioelectronics, Vol. 48, Iss. 10, pp. 29–37. [in Russian].
- [13] Punkova K. A. (2000). *Sintez regulyatorov i teoriya optimizatsii sistem avtomaticheskogo upravleniya [Synthesis of regulators and the theory of optimization of automatic control systems]*. Moskva: State University N. E. Bauman, 735 p. [in Russian].
- [14] Solnechnyi E. M. (2008). *Invariance and astitism in systems without disturbance measurement*. Automation and telemechanics, Iss. 12, pp. 76–85. [in Russian].
- [15] Utkin V. A. (2001). *Invariance and autonomy in systems with shared motions*. Automation and telemechanics, Iss. 11, pp. 73–94. [in Russian].
- [16] *Teoriya upravleniya. Terminologiya. [Control theory. Terminology]*. (1988). Moskva: Nauka, Vol. 107, 56 p. [in Russian].
- [17] Davison E. J. (1972). The output control of linear time-invariant systems with unmeasurable arbitrary disturbances. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 17, Iss. 5, pp. 621–630. doi:10.1109/TAC.1972.1100084.
- [18] Boyd S., Ghaoui L., Feron E. and Balakrishnan V. (1994). *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Philadelphia: STAM, 193 p.
- [19] Chen Z., Luo Z., Wu Y., Xue W., Li W. (2021). Research on High-Precision Attitude Control of Joint Actuator of Three-Axis Air-Bearing Test Bed. *Journal of Control Science and Engineering*, Vol. 2021, Article ID 5582541. doi:10.1155/2021/5582541.
- [20] Wang Y., Niu B., Wang H. et al. (2021). Neural network-based adaptive tracking control for switched nonlinear systems with prescribed performance: An average dwell time switching approach. *Neurocomputing*, Vol. 435, pp. 295–306. doi:10.1016/j.neucom.2020.10.023.
- [21] Ma L., Xu N., Zhao X., Zong G., and Huo X. (2020). Small-Gain Technique-Based Adaptive Neural Output-Feedback Faulttolerant Control of Switched Nonlinear Systems with Unmodeled Dynamics. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, Vol. 51, Iss. 11, pp. 7051-7062. doi:10.1109/TSMC.2020.2964822.
- [22] Xiong J., Chang X.-H., Park J. H., Li Z.-M. (2020). Nonfragile fault-tolerant control of suspension systems subject to input quantization and actuator fault. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 30, Iss. 16, pp. 6720–6743. doi:10.1002/rnc.5135.
- [23] Yuan W., Gao G., and Li J. (2020). Adaptive Backstepping Sliding Mode Control of the Hybrid Conveying Mechanism with Mismatched Disturbances via Nonlinear Disturbance Observers. *Journal of Control Science and Engineering*, Vol. 2020, 13 p., Article ID 7376503. doi:10.1155/2020/7376503.
- [24] Jin X., Zhao X., Yu J., Wu X., Chi J. (2020). Adaptive fault-tolerant consensus for a class of leader-following systems using neural network learning strategy. *Neural Networks*, Vol. 121, pp. 474–483. doi:10.1016/j.neunet.2019.09.028.
- [25] Yao X., Wu L., Guo L. (2020). Disturbance-Observer-Based Fault Tolerant Control of High-Speed Trains: a Markovian Jump System Model Approach. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, Vol. 50, no. 4, pp. 1476–1485. doi: 10.1109/TSMC.2018.2866618.
- [26] Mechali Omar, Xu Limei, Huang Ya, Shi Mengji, Xie Xiaomei. (2021). Observer-based fixed-time continuous nonsingular terminal sliding mode control of quadrotor aircraft under uncertainties and disturbances for robust trajectory tracking: Theory and experiment. *Control Engineering Practice*, Vol. 111, 104806. doi:10.1016/j.conengprac.2021.104806.
- [27] Sharma Manmohan, Indrani Kar. (2021). Control of a quadrotor with network induced time delay. *ISA Transactions*, Vol. 111, pp.132–143. doi:10.1016/j.isatra.2020.11.008.
- [28] Kuo B. C. (1995). *Automatic Control Systems*, 7th edition. PHI LEARNING PVT LTD: Technology and Engineering, 928 p.
- [29] Dorf R. C., Bishop R. H. (2019). *Modern Control Systems, Global Edition. 13th Edition*. Pearson, 1032 p.
- [30] Ageev S. A., Privalov A. A., Karetnikov V. V., Butsanets A. A. (2021). An Adaptive Method for Assessing Traffic Characteristics in High-Speed Multiservice Communication Networks Based on a Fuzzy Control Procedure. *Automation and Remote Control*, Vol. 82, pp. 1222–1232. doi:10.1134/S0005117921070067.
- [31] Bazhenov S. G., Kozyaichev A. N., Korolev V. S. (2021). Stability Analysis of an Airplane with MIMO Control System Based on Frequency Methods. *Automation and Remote Control*, Vol. 82, pp. 1271–1280. doi:10.1134/S0005117921070109.
- [32] Alexandrov V. A., Zybin E. Yu., Khlebnikov M. V. (2021). Optimization of the Altitude and Speed Profile of the Aircraft Cruise with Fixed Arrival Time. *Automation and Remote Control*, Vol. 82, pp. 1169–1182. doi:10.1134/S0005117921070031.
- [33] N. V. Hien, V.-T. Truong and N.-T. Bui (2020). An Object-Oriented Systems Engineering Point of View to Develop Controllers of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicles. *International Journal of Aerospace Engineering*, Vol. 2020, Article ID 8862864, 17 p. doi:10.1155/2020/8862864.

Метод синтезу слідкуючих систем автоматичного управління високої точності

Ревенко В. Б., Каращук Н. М.

Представлено метод синтезу слідкуючих систем автоматичного управління високої точності, еквівалентних комбінованим, в умовах одночасної наявності як вхідного корисного (задаючого) впливу, який не вимірюється X , так і зовнішніх збурень та перешкод.

Запропоновано рішення задачі управління в рамках двоконтурних систем, еквівалентних комбінованим системам (Рис. 2), в яких перший блок другого контуру здійснює операцію вилучення X з сигналу помилки ε_k за виразом (5), передавальна функція другого регулятора задається виразом (6), третій блок здійснює інверсію передавальної функції (ПФ) $W_{Ov}(p)$.

Характеристичний поліном двоконтурної системи автоматичного управління (САУ) має вигляд (7), що виключає вплив другого контуру на стійкість першого. Поліном чисельника передавальної функції за помилкою повинен мати різницю поліномів, що призводить до досягнення інваріантності. Відповідно до цих вимог умова інваріантності і характеристичне рівняння мають вигляд (16) і (17).

Двоконтурна САУ, що має передавальну функцію за помилкою виду (20), є еквівалентною комбінованій, так як в ній забезпечуються: інваріантність помилки щодо задавального впливу без безпосереднього його вимірювання; стійкість першого контуру за стійкого другого контуру. За даної побудови САУ еквівалентність комбінованим системам, на відміну від методу диференціальних зв'язків, досягається не трьома, а двома контурами управління.

Синтезована двоконтурна САУ, еквівалентна комбінованій, яка за цього реалізує вимогу – підвищення астатизму САУ на одиницю.

Запропонований метод доцільно застосовувати для побудови слідкуючих систем (особливо радіотехнічних, де вхідна корисна дія не вимірюється), а також в системах управління літальними апаратами різного призначення.

Ключові слова: системи автоматичного управління; висока точність; передавальна функція; метод синтезу; інваріантність; стійкість; слідкуючі радіотехнічні системи; пристрій керування; об'єкт управління; контур; регулятор

Synthesis Method of High Precision Servo-Systems

Revenko V. B., Karashchuk N. M.

The method for synthesis of servo-systems, equivalent to combined ones, in the conditions of the simultaneous presence of both immeasurable input setting action and external disturbances and noises is presented in this paper.

The paper offers the solution to the control problem within the framework of two-loop systems, equivalent to combined systems (Fig. 2), in which the first block of the second loop carries out the operation of extracting X from an error signal ε_k according to expression (5), the transfer function of the second controller is given by expression (6), the third block performs inversion of a transfer function (TF) $W_{Ov}(p)$.

The characteristic polynomial of a two-loop automatic control system (ACS) has the form (7), which excludes the effect of the second loop on the stability of the first one. The polynomial of the numerator of the error transfer function must have the difference of the polynomials, which leads to the achievement of invariance. In accordance with these requirements, the invariance condition and the characteristic equation have the form (16) and (17).

The double-loop servo-system which has an error transfer function with the form (20) is equivalent to a combined one, since it provides: the invariance of the error with respect to the setting action without its direct measurement; stability of the first circuit with a stable second circuit. With this construction of the ACS, the equivalence to the combined systems, in contrast to the method of differential constraints, is achieved by two control loops instead of three ones.

The double-loop ACS is synthesized that is equivalent to the combined one, which at the same time implements the requirement – an increase in ACS astatism by one unit.

It is advisable to apply the proposed method to the construction of servo-systems (especially radio engineering, where the input useful effect is not measurable), as well as in control systems of aircraft for various purposes.

Keywords: servo-systems; high precision; transfer function; synthesis method; invariance; stability; radio engineering servo-systems; control device; object of control; loop; regulator