

E-mail: anatoly.kolesnikov@gmail.com.
44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.
Phone: +78634360707.

Nguen Fuong
E-mail: nguyenphuong@sovicoholdings.com.

Kobzev Viktor Anatol'evich
Beriev Aircraft Company.
E-mail: victor@beriev.com.
1, Aviatorov area, Taganrog, 347923, Russia.
Phone: +78634390901; +78634390839.

УДК 681.03.24

В.В. Тютиков, А.И. Воронин

**ПОДЧИНЕННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ КООРДИНАТ
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НА БАЗЕ МЕТОДА АКАР**

На основе использования метода аналитического конструирования агрегированных регуляторов предложен подход к синтезу систем управления электромеханическими системами, позволяющий осуществлять ограничение значений координат и отдельную настройку контуров управления.

Подчиненное регулирование; электромеханическая система; ограничение координат; аналитическое конструирование агрегированных регуляторов.

V.V. Tyutikov, A.I. Voronin

**THE SUBORDINATED REGULATION OF COORDINATES OF
ELECTROMECHANICAL SYSTEMS ON THE BASIS OF METHOD AKAR**

On the basis of use of a method of analytical designing the aggregated regulators the approach to synthesis of control systems by the electromechanical systems is offered, allowing to carry out restriction of values of coordinates and separate adjustment of contours of management.

The subordinated regulation; electromechanical system; restriction of coordinates; analytical designing of the aggregated regulators.

Подчиненное регулирование координат давно и прочно вошло в теорию и практику автоматического управления электроприводами как постоянного, так и переменного тока, и является наиболее востребованным видом управления [1].

Его основными преимуществами являются простота синтеза регуляторов (П- или ПИ-типа) и настройки локальных контуров управления на объекте, удобство ограничения координат состояния, а также достаточно высокие показатели качества управления применительно к одномассовым электромеханическим системам.

Структура типовой системы подчиненного регулирования частоты вращения электродвигателя приведена на рис. 1, где L – индуктивность (Гн) и R – активное сопротивление (Ом) якорной цепи; C – конструктивная постоянная электродвигателя, Вб; J – суммарный момент инерции механической части электропривода, кг·м²; $K_{СП}$ – коэффициент усиления силового преобразователя; $M_C(t)$ – момент нагрузки, Н·м; $I(t)$ – ток цепи якоря, А; $\Omega_3(t)$ и $\Omega(t)$ – заданная и действительная частоты вращения ротора, рад/с⁻¹; РТ и РС – регуляторы тока и скорости (частоты вращения) ротора.

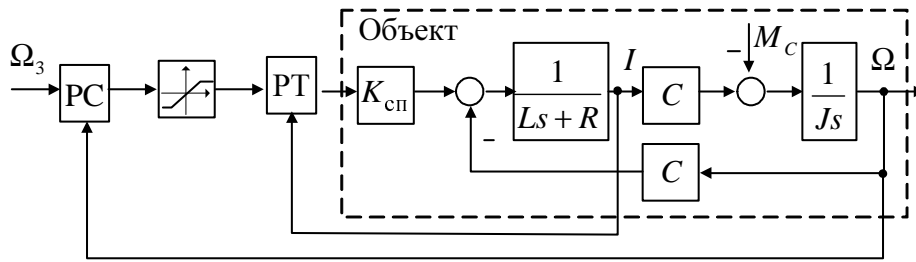


Рис. 1. Система подчиненного регулирования координат

В классическом подчиненном регулировании используются типовые настройки (СО – симметричный оптимум, МО – модульный оптимум или СКО – скорректированный оптимум), предполагающие определенные свойства замкнутой системы: быстроедействие, перерегулирование, астатизм.

Подчиненное регулирование имеет и ряд недостатков [1]. Во-первых, быстроедействие замкнутой системы ограничивают величины некомпенсируемых постоянных времени контуров: тока, скорости. Во-вторых, введение астатизма (при необходимости) приводит к ухудшению качества переходных процессов по задающему воздействию. В-третьих, его использование для объектов с упругими кинематическими звеньями часто не позволяет обеспечить высокое качество управления.

Основной причиной этих недостатков является использование ограниченного числа переменных состояния объекта управления (как правило, тока и скорости, иногда технологической переменной).

Высокое качество процессов управления упругими электромеханическими объектами позволяют получить более мощные методы, такие как аналитическое конструирование оптимальных регуляторов (АКОР) [2] и модальное управление (МУ) [3]. Однако первое справедливо критикуют за отсутствие прямой связи между функционалом качества, задаваемым при синтезе, и качеством переходных процессов САУ. Оба метода пока также имеют проблемы ограничения значений координат состояния в переходных процессах.

В последнее время активно исследуются возможности метода синтеза регуляторов, основанного на синергетических принципах, разработанного в [4], и получившего свое развитие в методе аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР)[5]. Одной из особенностей метода является возможность синтеза регуляторов для любой из переменных состояния объекта управления [4, 5]. Это свойство может быть использовано для синтеза систем подчиненного регулирования, обладающих более широкими возможностями в обеспечении качества переходных процессов при управлении объектами с упругими кинематическими передачами.

1. Синтез САУ одномассовым электромеханическим объектом. Электромеханический объект управления (рис. 1), описывается уравнениями:

$$\begin{cases} \frac{dI(t)}{dt} = -\frac{R}{L}I(t) - \frac{C}{L}\Omega(t) + \frac{K_{сп}}{L}\Omega_3(t), \\ \frac{d\Omega(t)}{dt} = \frac{C}{J}I(t). \end{cases}$$

Задание технологических инвариантов позволяет синтезировать регуляторы для любой из переменных состояния объекта. Таким образом, имеется возможность создать два независимых регулятора (тока и скорости).

Так для синтеза регуляторов, выберем инвариантное многообразие следующего общего вида:

$$\psi_i(t) = x_i(t) + \phi_i(t) = 0,$$

где $x_i(t)$ – управляемая координата, а $\phi_i(t)$ – функция, которая будет определять характер изменения переменной состояния согласно заданному инварианту.

Для регулятора, стабилизирующего ток электродвигателя ($x_1(t) = I(t)$), необходимо задать:

$$\psi_1(t) = I(t) - I_3(t) = 0,$$

где $I_3(t)$ – заданное значение тока. Соответственно для стабилизации частоты вращения рабочего органа $x_2(t) = \Omega(t)$:

$$\psi_2(t) = \Omega(t) - \Omega_3(t) = 0,$$

где $\Omega_3(t)$ – заданное значение скорости.

Решив основное функциональное уравнение метода АКАР [5] вида

$$T_i \dot{\psi}_i(t) + \psi_i(t) = 0 \quad (1)$$

или

$$T_i (\dot{x}_i(t) + \dot{\phi}_i(t)) + x_i(t) + \phi_i(t) = 0,$$

для каждой из переменных, получим следующие выражения для регуляторов тока и скорости:

$$U_{PT}(t) = \frac{1}{K_{сп}} \left[RI(t) + C\Omega(t) - \frac{L}{T_1} I(t) \right] = \frac{1}{K_{сп}} \left[\left(R - \frac{L}{T_1} \right) I(t) + C\Omega(t) \right], \quad (2)$$

$$\begin{aligned} U_{PC}(t) &= \frac{1}{K_{сп}} \left[RI(t) + C\Omega(t) - \frac{L}{T_2} I(t) + \frac{L}{T_1} (I(t) + \frac{J}{CT_2} \Omega(t)) \right] = \\ &= \frac{1}{K_{сп}} \left[\left(R - \frac{L}{T_1} - \frac{L}{T_2} \right) I(t) + \left(C - \frac{LJ}{CT_1 T_2} \right) \Omega(t) \right] = \\ &= \frac{1}{K_{сп}} \left[K_I I(t) + K_\Omega \Omega(t) + \frac{LJ}{CT_1 T_2} \Omega_3(t) \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Наличие в выражениях (2), (3) повторяющихся элементов вида

$$\left(R - \frac{L}{T_1} \right) I(t) + C\Omega(t)$$

свидетельствует о том, что контур тока может выполнять свои функции как отдельно от контура скорости, так и вместе с ним.

Темп процессов в каждом из контуров может быть задан соответствующим выбором коэффициентов T_1 и T_2 ($T_1 > 0, T_2 > 0$).

Чтобы определить степень и характер влияния коэффициентов T_1 и T_2 на переходные процессы в системе, рассмотрим электромеханическую систему с модальным регулятором состояния (рис. 2), описываемую уравнениями

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\Omega_3(t), \\ \Omega(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t), \end{cases} \quad \mathbf{K} = [K_I \quad K_\Omega].$$

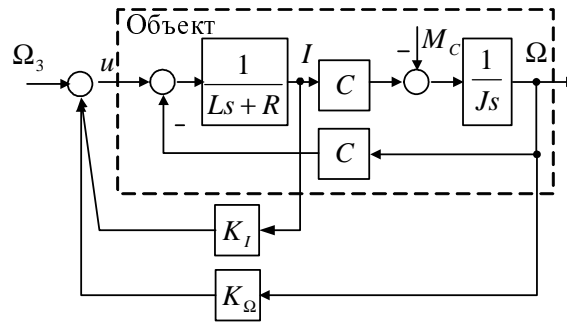


Рис. 2. Система с регулятором состояния

С учетом того, что ее характеристический полином имеет вид

$$D(s) = \frac{\Omega(s)}{U(s)} = s^2 + d_1\Omega_0 s + d_0\Omega_0^2,$$

где d_i – коэффициенты, определяющие характер переходного процесса, Ω_0 – значение среднегеометрического корня, определяющее темп переходных процессов замкнутой системы с модальным регулятором, выражения для коэффициентов регулятора будут следующими:

$$K_I = R - d_1\Omega_0 L \quad \text{и} \quad K_\Omega = C - \frac{LJ}{C}\Omega_0^2. \quad (4)$$

Приравнявая соответствующие выражения для коэффициентов K_I и K_Ω из (3) и (4), получим:

$$R - \frac{L}{T_1} - \frac{L}{T_2} = R - d_1\Omega_0 L \quad \text{и} \quad \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} = d_1\Omega_0;$$

$$C - \frac{LJ}{CT_1 T_2} = C - \frac{LJ}{C}\Omega_0^2 \quad \text{и} \quad \frac{1}{T_1 T_2} = \Omega_0^2.$$

Система уравнений

$$\begin{cases} \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2} = d_1\Omega_0, \\ \frac{1}{T_1 T_2} = \Omega_0^2 \end{cases} \quad (5)$$

имеет действительные решения относительно неизвестных T_1 и T_2 только при $d_1 \geq 2$. То есть переходные процессы в замкнутой системе могут быть только апериодическими (при $d_1 = 2$ – ньютоновскими).

Таким образом, используя регуляторы (2) и (3), выбором коэффициентов T_1 и T_2 можно задавать различные темпы процессов в контурах тока и скорости замкнутой системы подчиненного регулирования, построенной по принципам АКАР. При этом темп процессов в контуре тока следует выбирать более быстрым ($T_1 < T_2$), чем в контуре скорости, как и в традиционном подчиненном регулировании.

Ограничение координат в системе подчиненного регулирования, построенной по принципам АКАР, осуществляется аналогично классическим системам подчиненного регулирования (рис. 1) на основе элементов типа «насыщение».

Структура системы подчиненного регулирования с регуляторами (2), (3) и ограничением максимального значения тока примет вид, представленный на рис. 3,а. Она аналогична классической системе подчиненного регулирования с пропорциональным регулятором скорости (настройка на модульный оптимум). Структуры регуляторов скорости и тока представлены на рис. 3,б.

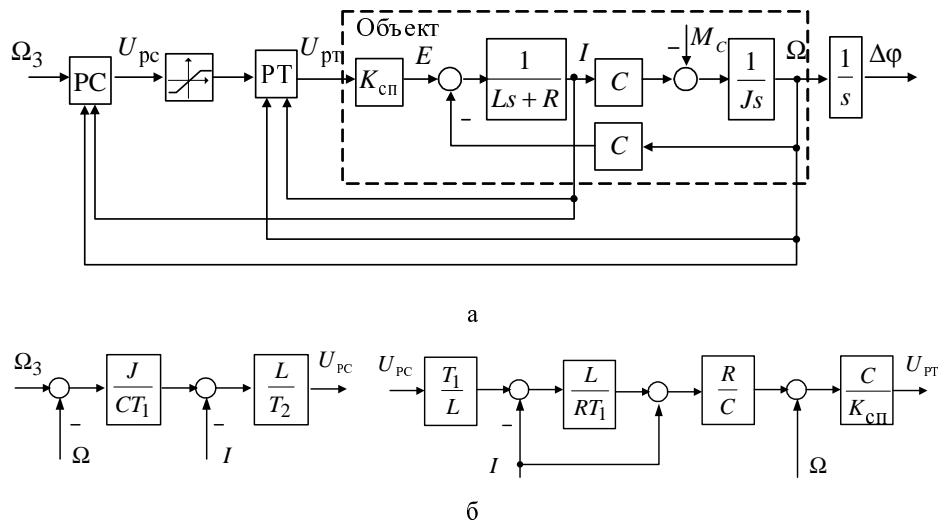


Рис. 3. Система подчиненного регулирования на основе АКАР

Настройка регуляторов тока и скорости в синтезированной системе может осуществляться отдельно.

При необходимости введения астатизма по скорости, пространство переменных состояния объекта управления расширяется на основе введения интегратора (рис. 3,а):

$$\begin{cases} \frac{dI(t)}{dt} = -\frac{R}{L}I(t) - \frac{C}{L}\Omega(t) + \frac{K_{сп}}{L}\varphi_3(t), \\ \frac{d\Omega(t)}{dt} = \frac{C}{J}I(t), \\ \frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega(t). \end{cases}$$

Введение дополнительного технологического инварианта (агрегированной макропеременной) для угла ($x_3(t) = \varphi(t)$),

$$\Psi_3(t) = \varphi(t) - \varphi_3(t) = 0,$$

где $\varphi_3(t)$ – заданное значение угла, и решение соответствующего уравнения

$$T_3\dot{\psi}_3(t) + \psi_3(t) = 0$$

дают следующее выражение для регулятора угла:

$$U_{\text{ру}}(t) = \frac{1}{K_{\text{сп}}} \left(R - \frac{L(T_1T_2 + T_1T_3 + T_2T_3)}{T_1T_2T_3} \right) I(t) + \frac{1}{K_{\text{сп}}} \left(C - \frac{JL(T_1 + T_2 + T_3)}{CT_1T_2T_3} \right) \Omega(t) + \frac{1}{K_{\text{сп}}} \left(-\frac{JL}{CT_1T_2T_3} \right) \varphi(t) + \frac{1}{K_{\text{сп}}} \frac{JL}{CT_1T_2T_3} \varphi_3(t)$$

или

$$U_{\text{ру}}(t) = \frac{1}{K_{\text{сп}}} \left[K_I I(t) + K_{\Omega} \Omega(t) + K_{\varphi} \varphi(t) + \frac{JL}{CT_1T_2T_3} \varphi_3(t) \right]. \quad (6)$$

На основе эквивалентного структурного преобразования (перенос интегратора на вход системы) получаем следующее выражение РС:

$$U_{\text{РС}}(t) = \frac{1}{K_{\text{сп}}} \left[K_I I(t) + K_{\Omega} \Omega(t) + K_{\varphi} \int \Omega(t) dt + \frac{JL}{CT_1T_2T_3} \int \Omega_3(t) dt \right].$$

Для обеспечения качества переходных процессов при больших изменениях задающего воздействия интегратор регулятора необходимо отключать аналогично классическим системам подчиненного регулирования с ПИ-регуляторами скорости.

Пример 1. Для одномассовой электромеханической системы, изображенной на рис. 2, при следующих значениях параметров: $K_{\text{сп}} = 22$; $L = 0,07$ Гн; $R_{\text{я}} = 0,7$ Ом; $T_{\text{я}} = 0,01$ с; $C = 2,11$ Вб; $J = 1$ кгм² – синтезировать регулятор состояния, обеспечивающий быстродействие в линейной зоне не хуже 0,1 с. Номинальные значения напряжения и тока соответственно равны 220 В и 13 А (допустимо кратковременное трехкратное превышение номинального тока).

За основу примем структуру, изображенную на рис. 3,а с регуляторами рис. 3,б.

Для обеспечения заданного быстродействия необходимо определить значения коэффициентов T_1 и T_2 на основе соотношений (5). Заданное быстродействие в системе модального управления объектом достигается при $\Omega_0 = 50 \text{ с}^{-1}$. Тогда при $d_1 = 2$

$$T_1 + T_2 = 0,04.$$

Выбор конкретного значения каждого из коэффициентов достаточно произволен, но следует принять во внимание, что быстродействие контура тока зависит от коэффициента T_1 и должно быть значительно (в 3-5 раз) выше, чем контура скорости. Поэтому примем $T_1 = 0,01$ и $T_2 = 0,03$.

Процесс в системе стабилизации тока (с регулятором (2)) при этом будет апериодическим с временем регулирования 0,03 с (рис. 4,а).

Переходные процессы по току (верхний график) и по скорости (нижний график) при пуске и реверсе в линейной зоне работы замкнутой системы подчиненного регулирования (с регуляторами (2), (3)), синтезированной предложенным способом, представлены на рис. 4,б.

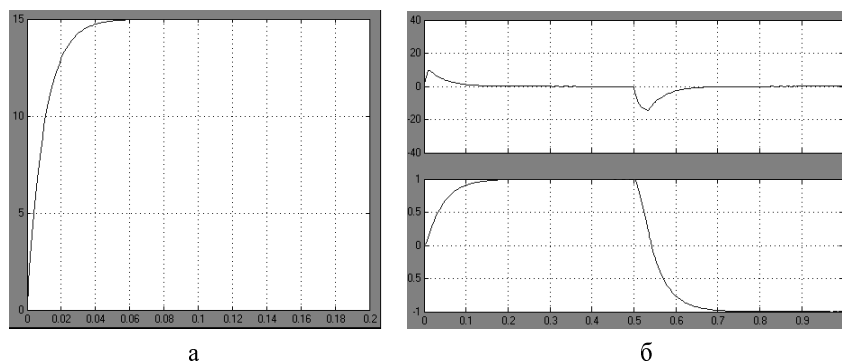


Рис. 4. Переходные процессы в линейной зоне

Процессы «в большом» (пуск на номинальную скорость и реверс в момент времени 2 с) представлены на рис. 5,а (ток – верхний график, скорость – нижний график).

Графики, иллюстрирующие отработку системой номинального момента ($t = 0,5 \text{ с}$), приведены на рис. 5,б.

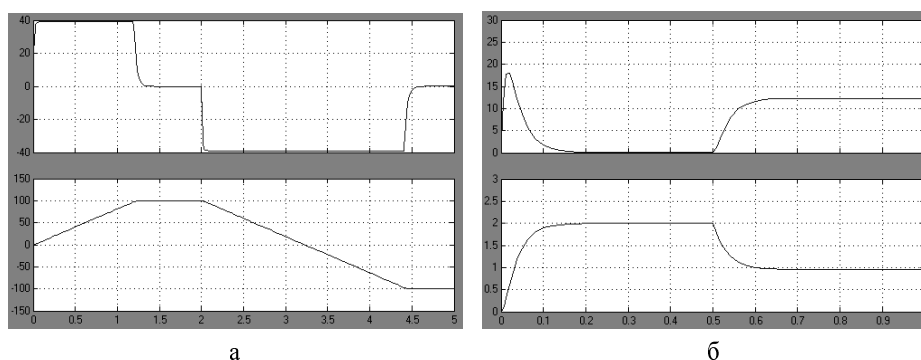


Рис. 5. Переходные процессы «в большом»

Пуск на номинальную скорость ($\Omega = 100 \text{ рад/с}$) и отработка возмущающего воздействия в виде момента нагрузки на валу ($t = 2 \text{ с}$), превышающем максимально допустимый, представлена на рис. 6,а.

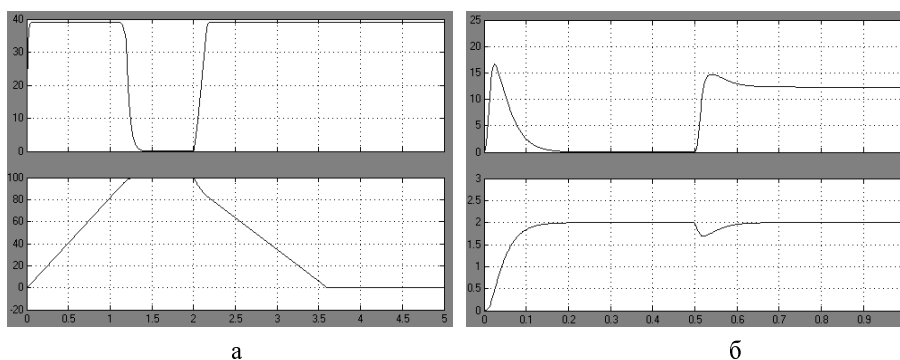


Рис. 6. Переходные процессы в астатической системе

Работа в линейной зоне астатической системы с регуляторами (2), (6) при отработке номинального момента, приложенного ($t = 0,5 c$) к исполнительному органу представлена на рис. 6,б.

2. Синтез САУ двухмассовым электромеханическим объектом. Аналогичным образом могут быть синтезированы регуляторы тока и скорости для упругого двухмассового объекта (рис. 7). Здесь $\Delta\varphi$ – разность углов поворота вала электродвигателя и рабочего органа, рад; C_{12} – коэффициент жесткости механической передачи, Нм/рад; J_1, J_2 – моменты инерции ротора электродвигателя и рабочего органа, кг·м².

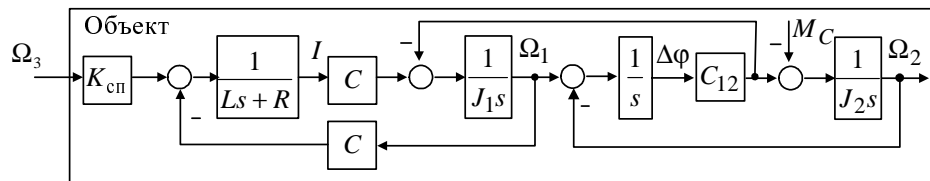


Рис. 7. Структурная схема упругого двухмассового объекта

Дифференциальные уравнения объекта управления в этом случае имеют вид

$$\begin{cases} \frac{dI(t)}{dt} = -\frac{R}{L}I(t) - \frac{C}{L}\Omega(t) + \frac{K_{cp}}{L}\Omega_3(t), \\ \frac{d\Omega_1(t)}{dt} = \frac{C}{J}I(t), \\ \frac{d\Delta\varphi(t)}{dt} = \Omega_1(t) - \Omega_2(t) \\ \frac{d\Omega_2(t)}{dt} = \frac{C_{12}}{J_2}\Delta\varphi(t). \end{cases}$$

Решая последовательно основные функциональные уравнения метода АКАР вида (1) для каждой из переменных, начиная с $\Omega_2(t)$, получим следующие уравнения для регулятора скорости второй массы:

$$U_{PC}(t) = \frac{1}{K_{cp}} \left[K_I I(t) + K_{\Omega_1} \Omega_1(t) + K_{\Delta\varphi} \Delta\varphi(t) + K_{\Omega_2} \Omega_2(t) + \frac{LJ_1J_2}{CC_{12}T_1T_2T_3T_4} \Omega_3(t) \right], \quad (7)$$

где

$$K_I = R - \frac{L}{T_1} - \frac{L(T_2T_3 + T_2T_4 + T_3T_4)}{T_2T_3T_4}, \quad (8)$$

$$K_{\Omega_1} = C + \frac{LC_{12}(J_1 + J_2)}{CJ_2} - \frac{LJ_1(T_1T_2 + T_1T_3 + T_1T_4 + T_2T_3 + T_2T_4 + T_3T_4)}{CT_1T_2T_3T_4},$$

$$K_{\Delta\varphi} = \frac{LC_{12}(T_1T_2T_3 + T_1T_2T_4 + T_1T_3T_4 + T_2T_3T_4)(J_1 + J_2)}{CJ_2T_1T_2T_3T_4} - \frac{LJ_1(T_1 + T_2 + T_3 + T_4)}{CT_1T_2T_3T_4},$$

$$K_{\Omega_2} = -\frac{LC_{12}(J_1 + J_2)}{CJ_2} + \frac{LJ_1(T_1T_2 + T_1T_3 + T_1T_4 + T_2T_3 + T_2T_4 + T_3T_4)}{CT_1T_2T_3T_4} - \frac{LJ_1J_2}{CC_{12}T_1T_2T_3T_4}.$$

Как и в рассмотренном выше примере в уравнение регулятора скорости входит уравнение регулятора тока (2).

Пример 2. Для двухмассового электромеханического объекта, изображенного на рис. 7, при следующих значениях параметров: $K_{СП} = 22$; $L = 0,07$ Гн; $R_{Я} = 0,7$ Ом; $T_{Я} = 0,01$ с; $C = 2,11$ Вб; $J_1 = 1$ кгм², $J_2 = 0,2$ кгм², $C_{12} = 10$ Нм/рад – синтезировать систему подчиненного регулирования частоты вращения второй массы, обеспечивающую быстродействие в линейной зоне не хуже 0,5 с. Номинальные значения напряжения и тока соответственно равны 220 В и 13 А (допустимо кратковременное трехкратное превышение номинального тока).

Настройка регуляторов тока и скорости на модульный оптимум дает следующие передаточные функции регуляторов:

$$H_{PC}(s) = 28,4 \text{ и } H_{PT}(s) = 11,67 \frac{0,1s + 1}{0,1s}.$$

Согласно [6] при соотношении масс

$$\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1} \approx 1$$

(в нашем случае $\gamma = 1,2$) при настройке на модульный оптимум электропривод не будет демпфировать колебаний. На рис. 8 приведены графики скорости объекта (а) и замкнутой системы (б), которые это подтверждают.

В таких случаях обычно предполагается применение специальных методов коррекции.

Переходные процессы по току (верхний график) и по частоте вращения (нижний график) при пуске и реверсе в линейной зоне работы замкнутой системы подчиненного регулирования двухмассового объекта с регуляторами (7), (8), синтезированными на базе АКАР (при $T_1 = 0,03$, $T_2 = T_3 = T_4 = 0,1$), представлены на рис. 9,а. Процессы в «большом» (пуск на номинальную скорость и реверс в момент времени 2 с) представлены на рис. 9,б (ток – верхний график, скорость – нижний график).

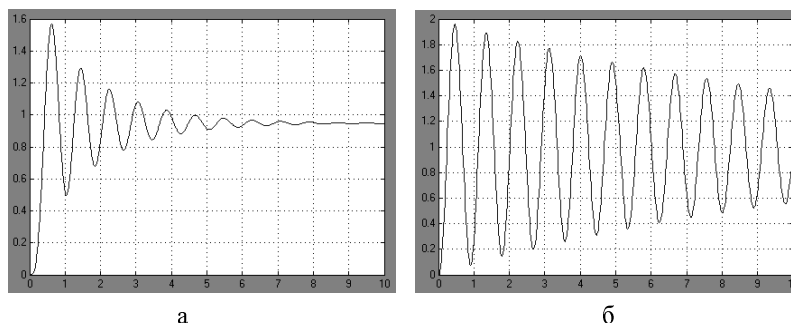


Рис. 8. Процессы в объекте и системе подчиненного регулирования координат, настроенной на модульный оптимум

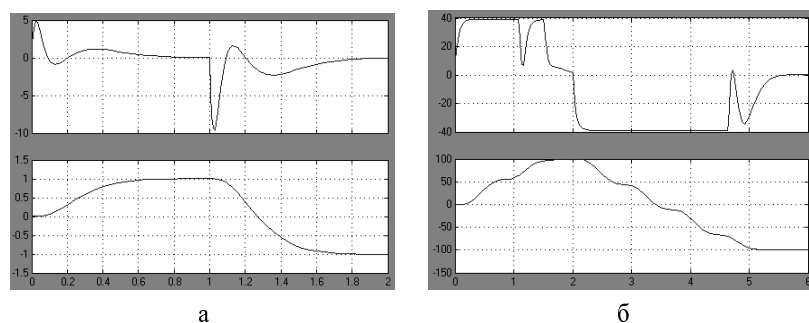


Рис. 9. Процессы в системе подчиненного регулирования координат упругого двухмассового объекта

Очевидно, что использование предложенного подхода позволяет не только обеспечить высокое качество процессов в линейной зоне, но и ограничить максимальное значение тока электродвигателя. Разумеется, в режиме разгона при подержании максимального тока полного демпфирования колебаний не происходит.

Таким образом, использование метода АКАР позволяет синтезировать системы подчиненного регулирования, позволяющие аналогично классическим проводить отдельную настройку контуров тока и скорости, осуществлять ограничение тока (момента) электродвигателя, но обладающие более широкими возможностями в обеспечении качества переходных процессов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Теория автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов / Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. – М.: Энергия, 1979.
2. Летов А.М. Аналитическое конструирование регуляторов // Автоматика и телемеханика. – 1960. – № 4-6.
3. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. – М.: Машиностроение, 1976.
4. Бойчук Л.М. Метод структурного синтеза нелинейных систем автоматического управления. – М., Энергия, 1971.
5. Современная прикладная теория управления: Новые классы регуляторов технических систем / Под ред. А. А. Колесникова. Ч. 3. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 656 с.
6. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992.

Тютиков Владимир Валентинович

Ивановский государственный энергетический университет.

E-mail: tvv@ispu.ru.

153003, г. Иваново, ул. Рабфаковская, д. 34.

Тел.: 80932327243.

Воронин Артем Игоревич

E-mail: voronin1@dsn.ru.

Tyutikov Vladimir Valentinovich

Ivanovo State Power University.

E-mail: tvv@ispu.ru.

34, Rabfakovskaya street, Ivanovo, 153003, Russia.

Phone: +70932327243.

Voronin Artem Igorevich

E-mail: voronin1@dsn.ru.