

На правах рукописи



Алексеев Александр Сергеевич

**САМОНАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРОВ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ
ПОДСИСТЕМ МЕХАТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

Специальность: 05.13.01 – «Системный анализ, управление и
обработка информации» (отрасль: промышленность)

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Томск – 2010

Работа выполнена на кафедре «Интегрированных компьютерных систем управления» Государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)

Научный руководитель: Доктор технических наук, профессор
Гончаров Валерий Иванович

Официальные оппоненты: Доктор технических наук, профессор
Осипов Юрий Мирзоевич

Кандидат технических наук,
Черемисин Виктор Николаевич

Ведущая организация: Государственное образовательное
учреждение высшего профессионального
образования Кемеровский
государственный университет

Защита диссертации состоится "01" декабря 2010 г. в 14 часов на заседании совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д212.269.06 при Национальном исследовательском Томском политехническом университете по адресу: 634034, г. Томск, ул. Советская, 84.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Национального исследовательского Томского политехнического университета (634034, г. Томск, ул. Белинского, 53а).

Автореферат разослан "29" октября 2010 г.

Ученый секретарь
совета по защите
докторских и кандидатских
диссертаций Д 212.269.06
к.т.н., доцент



М.А. Сонькин

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы. Согласно Перечню критических технологий федерального уровня Пр-842 от 21 мая 2006 года по направлению «Технологии мехатроники и создания микросистемной техники» важной задачей является разработка высококачественных мехатронных модулей для их внедрения в различные отрасли промышленности с целью автоматизации производств и повышения конкурентоспособности выпускаемой продукции.

При этом качество работы мехатронного устройства во многом определяется характеристиками его исполнительной подсистемы, состоящей из исполнительного двигателя, производственного механизма и системы регулирования. Первые два блока представляют собой объекты, изменение свойств и характеристик которых связано с внесением изменений в их конструкцию, что чаще всего сделать затруднительно. Назначение последнего блока – системы управления – состоит в коррекции свойств исполнительной подсистемы.

В связи с этим вопросы синтеза систем управления занимают центральное место при построении мехатронных систем. Необходимость учета параметрических и сигнальных возмущений в рассматриваемых объектах и системах влечет за собой необходимость применения адаптивных и самонастраивающихся регуляторов для обеспечения стабилизации заданных характеристик исполнительных подсистем. Сложность этой задачи возрастает по мере перехода от одноконтурных систем регулирования к многоконтурным, обеспечивающим более высокое быстродействие. Эти обстоятельства обуславливают потребность в разработке методов и алгоритмов самонастройки регуляторов исполнительных подсистем мехатронных устройств.

Специфика практических задач определяет ряд требований, которые следует учитывать при разработке алгоритмической составляющей самонастраивающихся систем. В частности, алгоритмы, на основе которых составляется управляющая программа, должны обладать компактностью, малыми вычислительными затратами, простотой контроллерной реализации.

В настоящее время при решении задачи самонастройки регуляторов используют большое количество методов, основанных на применении классических подходов, а также принципов нечеткого, нейросетевого и робастно-оптимального управления. Сложности классических методов синтеза регуляторов состоят в необходимости анализа временных или частотных характеристик объектов, что требует сложных математических и алгоритмических построений. Так при использовании частотных моделей возникает необходимость осуществления операций с функциями, имеющими аргументом мнимую переменную $j \cdot \omega$. Реализация нечеткого и нейросетевого подходов связана с высокими вычислительными затратами из-за специфики математического аппарата, на котором они базируются. Робастные методы настройки регуляторов, в частности методы, основанные на критерии H_∞ , могут приводить к решениям, не обладающим свойствами

робастности в отношении параметров регулятора. Этот же недостаток свойственен методам, использующим интегральный квадратичный критерий сближения желаемой и синтезируемой систем. К неробастным решениям могут также приводить удобные в вычислительном отношении дроби Паде, используемые в технике синтеза и аппроксимации, а также цепные дроби.

Отмеченные обстоятельства определяют практическую и теоретическую ценность разработки новых подходов и алгоритмов для самонастройки регуляторов систем автоматического управления, в том числе исполнительных мехатронных подсистем.

Цель работы заключается в разработке, исследовании и реализации алгоритмических и программных средств самонастройки регуляторов исполнительных подсистем мехатронных устройств.

Для достижения указанной цели должны быть решены следующие задачи:

- создание алгоритма идентификации структуры и параметров исполнительной подсистемы мехатронных устройств и ее составных частей;
- разработка способа идентификации момента инерции исполнительных электроприводов мехатронных модулей на основе измеряемых сигналов объекта;
- разработка модифицированного способа получения моделей эталонных систем;
- формирование алгоритма, обеспечивающего приближение свойств настраиваемой системы к эталонной модели посредством параметрического синтеза регуляторов;
- экспериментальные исследования разработанных алгоритмов и программ.

Методы исследования. Для достижения сформулированной цели и связанных с ней задач в работе использованы методы операционного и интегрального исчисления, теории автоматического управления, численного решения систем линейных и нелинейных уравнений, вещественный интерполяционный метод, а также методы компьютерного моделирования и натуральных испытаний.

Научная новизна. В ходе работы были получены следующие новые научные результаты:

- разработаны подход и алгоритм идентификации структуры и параметров передаточных функций (ПФ) мехатронных систем по экспериментальным динамическим характеристикам;
- модифицирован способ формирования ПФ эталонных систем по прямым показателям качества;
- предложен способ самонастройки параметров регулятора одноконтурной системы, обеспечивающий заданное перерегулирование и минимизацию времени установления;
- получено уравнение совместного синтеза регуляторов многоконтурных систем автоматического регулирования мехатронных

устройств; найдены условия, способствующие его упрощению и разрешению.

Практическая ценность работы состоит в разработке способа самонастройки регуляторов одноконтурных и многоконтурных мехатронных систем, обеспечивающего построение экономичных в вычислительном отношении алгоритмов формирования эталонных моделей и расчета значений настраиваемых коэффициентов регуляторов.

Комплекс алгоритмов, положенный в основу программного обеспечения самонастройки регуляторов, удовлетворяет требованиям работоспособности в условиях действия ограниченных по величине аддитивных и мультипликативных помех.

Разработанные алгоритмы и программы применимы для идентификации структуры и параметров моделей объектов управления, а также для решения задач формирования ПФ эталонных моделей и осуществления параметрической автоматической настройки регуляторов одноконтурных и многоконтурных систем.

Реализация результатов работы. Основные результаты теоретических исследований переданы в компанию FASTECH Co (Республика Корея, г. Бучеон) для использования в системах адаптивного управления мехатронных модулей на базе контроллеров Ezi-Servo, в организацию ОАО «Амурский Судостроительный Завод» (г. Комсомольск-на-Амуре) для применения в системе автоматического регулирования электропривода изделия «Сигма-4» и используются в учебном процессе на кафедре интегрированных компьютерных систем управления Национального исследовательского Томского политехнического университета.

Практическое использование результатов диссертационной работы подтверждено соответствующими актами.

В работе автор защищает следующие положения:

- алгоритм идентификации структуры и параметров математической модели в форме передаточной функции по реакции системы на входной сигнал;
- способ самонастройки параметров регулятора одноконтурной системы, обеспечивающий заданное перерегулирование и минимизацию времени установления;
- обобщение полученных результатов на класс многоконтурных систем;
- результаты экспериментального исследования алгоритмов и программ самонастройки исполнительной мехатронной подсистемы.

Апробация работы. Основные положения и результаты диссертационной работы были доложены и представлены на конференциях и семинарах всероссийского и международного уровней:

VI Всероссийская научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодежь и современные информационные технологии», г. Томск, 2008.

XIV и XV Международная научно-практическая конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии», г. Томск, 2008 г. и 2009 г.

II Российско-корейский научно-технический семинар «Мехатроника: устройства и управление», г. Томск, 2008.

The 3rd International Forum on Strategic Technology, Novosibirsk, 2008

X Научно-практическая конференция «Средства и системы автоматизации: проблемы и решения», г. Томск, 2009

Международная конференция «Идентификация, измерение характеристик и имитация случайных сигналов (состояние, перспективы развития)», г. Новосибирск, 2009.

Публикации результатов работы. По теме диссертации опубликовано 12 печатных работ, в том числе 1 учебное пособие, 3 работы в изданиях, рекомендованных ВАК РФ, получено 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Структура диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав, списка литературы из 138 наименований и 6 приложений. Общий объем работы составляет 152 страницы, из них 6 страниц приложений, 14 страниц – список литературы. Основная часть диссертации иллюстрируется 27 рисунками и 3 таблицами.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обосновывается актуальность проблемы, ставятся цель и задачи диссертационной работы, приводятся краткие комментарии к содержанию диссертации, сведения об апробации, публикациях и практическом использовании результатов проведенных научных исследований.

В первой главе дан краткий обзор современного состояния проблемы самонастройки регуляторов исполнительных подсистем (ИПС) мехатронных устройств, методов и алгоритмов решений этой задачи. Отмечено, что в силу специфики математических моделей мехатронных систем закономерным является шаг, направленный на создание алгоритмов самонастройки регуляторов для таких систем. Оптимизированная при помощи регуляторов с самонастройкой система автоматического регулирования обеспечивает экономию временных и энергетических ресурсов и повышение качества выпускаемой продукции.

С учетом вышесказанного можно сформулировать основные проблемы и пути их решения в терминах рассматриваемой задачи на примере однокоординатной мехатронной системы.

Указанную систему можно представить в виде операторно-структурной схемы (рис. 1).

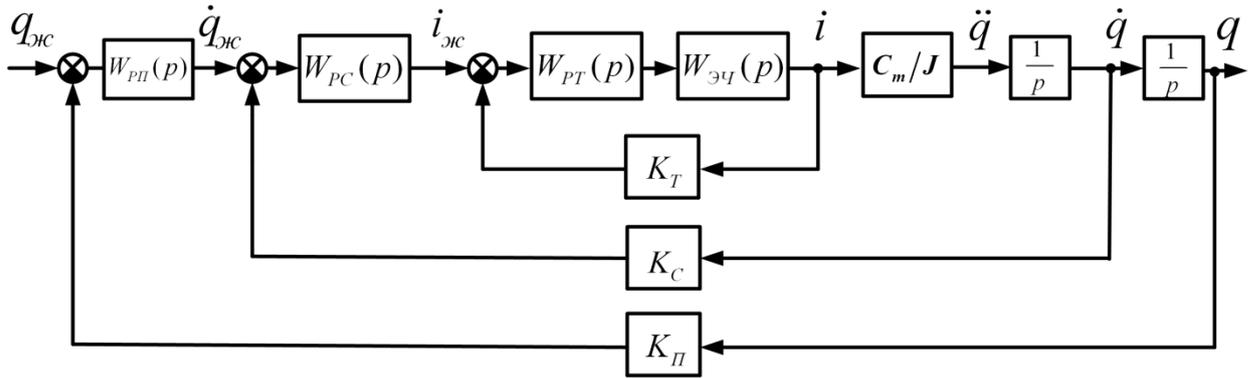


Рис.1. Операторно-структурная схема исследуемой системы

На представленной схеме введены обозначения: $i_{жс}$, $\dot{q}_{жс}$ и $q_{жс}$ – сигналы задания, поступающие на контур тока, скорости и положения соответственно; i , \dot{q} и q – измеряемые сигналы тока, скорости и положения мехатронного модуля соответственно; $W_{ЭЧ}(p)$ – ПФ электрической части исполнительного подсистемы модуля; C_m, J – постоянная момента и момент инерции двигателя соответственно; $W_{РТ}(p)$, $W_{РС}(p)$, $W_{РП}(p)$ и K_T , K_C и $K_{П}$ – ПФ регуляторов и коэффициенты обратных связей в контурах тока, скорости и положения, которые подлежат определению.

Поскольку параметры модели исполнительного механизма могут изменяться в достаточно широких пределах, то следующей задачей синтеза ИПС является задача парирования параметрических возмущений в объекте за счет периодической перенастройки регуляторов каждого привода. При заданной структуре регуляторов синтез сводится к вычислению значений настраиваемых коэффициентов.

Системы управления, выполняющие идентификацию параметров и настройку регуляторов ИПС в автоматическом режиме, принято называть самонастраивающимися. Как показал предварительный анализ, системы такого типа позволяют конструировать вещественный интерполяционный метод (ВИМ).

Основой ВИМ является вещественное интегральное преобразование

$$F(\delta) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-\delta t} dt, \quad \delta \in [C, \infty), \quad C \geq 0, \quad (1.1)$$

которое при определенных условиях может быть получено из преобразования Лапласа заменой комплексной переменной p на вещественную δ .

Применение вещественных функций-изображений $F(\delta)$ при расчете на ЭВМ требует перехода от непрерывных функций $F(\delta)$ к их дискретным аналогам. Для этих целей в ВИМ введено понятие численной характеристики (ЧХ) как совокупности значений функции $F(\delta)$ в узлах $\delta_i, i = \overline{1, \eta} : \{F(\delta_i)\}_{\eta} = \{F(\delta_1), \dots, F(\delta_{\eta})\}$, где η – размерность ЧХ. Элементы ЧХ $F(\delta_i)$ определяются равенством

$$F(\delta_i) = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-\delta_i t} dt, \quad i=\overline{1, \eta}. \quad (1.2)$$

Использование численных характеристик для решения задач автоматической настройки регуляторов связано с решением обратной задачи – получением коэффициентов вещественной передаточной функции (ВПФ)

$$F(\delta) = \frac{b_m \delta^m + b_{m-1} \delta^{m-1} + \dots + b_0}{\delta^v (a_n \delta^n + a_{n-1} \delta^{n-1} + \dots + 1)}, \quad v=0, 1, 2, \dots \quad (1.3)$$

Для достижения этой цели составляется и решается система линейных алгебраических уравнений

$$F(\delta_i) = \frac{b_m \delta_i^m + b_{m-1} \delta_i^{m-1} + \dots + b_0}{\delta_i^v (a_n \delta_i^n + a_{n-1} \delta_i^{n-1} + \dots + 1)}, \quad i=1, \dots, \eta, \quad \eta=m+n+1. \quad (1.4)$$

Полученные значения $a_k, b_j, k=\overline{1, n}, j=\overline{1, m}$ являются коэффициентами ВПФ (1.3) и одновременно лапласовой ПФ.

На основании краткого изложения некоторых положений ВИМ в главе обосновывается возможность его применения для автоматической настройки регуляторов одноконтурных и многоконтурных мехатронных систем.

Во второй главе исследуются вопросы, связанные с разработкой алгоритмов идентификации структуры и параметров моделей мехатронных систем в форме передаточных функций. Рассмотрены специфические задачи идентификации момента инерции однозвенных и многозвенных мехатронных систем.

Предложен подход, позволяющий повысить эффективность решения задачи структурной идентификации посредством ВИМ, который основан на уравнении (1.2) и предельном соотношении

$$\lim_{\delta \rightarrow \infty} \frac{W(\delta)}{W(g \cdot \delta)} = g^{n-m}, \quad (2.1)$$

где $g > 1$ – вещественное число. Из полученного соотношения (2.1) находится оценка структурных параметров ПФ $W(\delta)$

$$\gamma = \frac{\ln(g^{n-m})}{\ln(g)} = \hat{n-m}. \quad (2.2)$$

В результате вычислений по выражению (2.2) получается вещественное число, содержащее целую и дробную часть. Дробная часть округляется и результат округления прибавляется к целой части.

Вычисление выражения (2.1) в аналитическом виде представляет сложную задачу, поскольку в рамках методологии ВИМ выражения для $W(\delta)$ и $W(g \cdot \delta)$ определяются в соответствии с формулой (1.2). В связи с этим в работе предлагается ограничить интервал существенных изменений функции $W(\delta)$ и рассматривать не предельное соотношение (2.1), а выражение

$$\frac{W(\delta_\gamma)}{W(g \cdot \delta_\gamma)} \cong g^{n-m}, \quad (2.3)$$

где узел δ_γ определяется на основании решения уравнения

$$W(g\delta_\gamma) = (0,1 \div 0,2)[h(\infty) - h(0)] + h(0), \quad (2.4)$$

где $h(\infty)$, $h(0)$ – установившееся и начальное значения экспериментальной переходной характеристики $h(t)$, заданной таблично, соответственно. Оценка γ найдется в результате решения уравнения (2.4) и последующих вычислений по выражениям (2.3) и (2.2). Тогда порядок числителя m можно записать через порядок знаменателя n и оценку γ

$$m = n - \gamma, \quad n = \begin{cases} \gamma + 1, \gamma + 2, \dots & \text{при } \gamma = 0, \\ \gamma, \gamma + 1, \dots & \text{при } \gamma \neq 0. \end{cases} \quad (2.5)$$

Таким образом, на основе приведенных выше расчетных выражений формируется следующий алгоритм идентификации структуры и параметров объекта по переходной функции $h(t)$:

1. Вычисление узла δ_γ по выражению (2.4) с последующим расчетом оценки γ по формулам (2.3) и (2.2).
2. Если это первая итерация, то n принимается минимальным для найденной оценки γ . В противном случае значение параметра n увеличивается на единицу.
3. Определение параметра m по выражению (2.5).
4. Восстановление параметров ПФ $W(\delta)$ по аналогу выражения (1.4) и переход к изображениям Лапласа $W(p)$.
5. Построение переходной функции модели объекта $h_M(t)$ по ПФ $W(p)$.
6. Оценка функции $h_M(t)$ на основе выбранного критерия.
7. Если оценка удовлетворяет критерию, то найденное решение принимается и алгоритм завершает работу. В противном случае осуществляется переход на п.2 алгоритма.

Еще одной специфической задачей является определение момента инерции, решение которой рассматривается на примере контура скорости привода ИПС, являющегося внутренним по отношению к контуру управления положением (рис.1). В рамках этой задачи наибольший интерес представляет проблема идентификации величины J , поэтому вопросы влияния статического момента были выведены из рассмотрения. Основанием для этого может служить его сравнительно малое влияние на динамику системы, а также возможность компенсации специальным устройством.

Для решения этой задачи вновь используется ВИМ, что позволяет сохранить единство математического обеспечения, унифицировать программные средства и снизить тем самым вычислительные затраты. Первым шагом в этой процедуре является вычисление ЧХ

$$W_{\text{кc}}^{\text{зам}}(\delta_\eta) = \int_{t_1}^{t_2} \dot{q}(t) e^{-\delta_\eta t} dt \Big/ \int_{t_1}^{t_2} \dot{q}_{\text{жс}}(t) e^{-\delta_\eta t} dt, \quad (2.6)$$

где $[t_1, t_2]$ – интервал наблюдения, δ_η – узел интерполирования, ограничивающий интервал существенных изменений ПФ $W_{\text{кc}}^{\text{зам}}(\delta)$ и определяемый по аналогу выражения (2.4) при $g = 1$.

Следующий шаг процедуры идентификации момента инерции состоит в переходе к разомкнутой ВПФ контура скорости на основании известной формулы перехода

$$W_{\text{кc}}^{\text{раз}}(\delta_\eta) = \frac{W_{\text{кc}}^{\text{зам}}(p)}{1 - K_C W_{\text{кc}}^{\text{зам}}(p)} \Big|_{p \rightarrow \delta_\eta} = \frac{W_{\text{кc}}^{\text{зам}}(\delta_\eta)}{1 - K_C W_{\text{кc}}^{\text{зам}}(\delta_\eta)}.$$

С другой стороны для системы (рис. 1) можно записать выражение для разомкнутой ВПФ контура скорости $\bar{W}_{\text{кc}}^{\text{раз}}(\delta)$ в виде

$$\begin{aligned} \bar{W}_{\text{кc}}^{\text{раз}}(\delta_\eta) &= W_{\text{PC}}(p) \cdot W_{\text{км}}^{\text{зам}}(p) \cdot C_m \frac{1}{J} \cdot \frac{1}{p} \Big|_{p \rightarrow \delta_\eta} = \\ &= W_{\text{PC}}(\delta_\eta) \cdot W_{\text{км}}^{\text{зам}}(\delta_\eta) \cdot C_m \frac{1}{J} \cdot \frac{1}{\delta_\eta}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

где $W_{\text{км}}^{\text{зам}}(\delta_\eta)$ – ВПФ замкнутого контура тока, имеющая вид

$$W_{\text{км}}^{\text{зам}}(\delta_\eta) = \frac{W_{\text{PT}}(p) W_{\text{ЭЧ}}(p)}{1 + K_T W_{\text{PT}}(p) W_{\text{ЭЧ}}(p)} \Big|_{p \rightarrow \delta_\eta} = \frac{W_{\text{PT}}(\delta_\eta) W_{\text{ЭЧ}}(\delta_\eta)}{1 + K_T W_{\text{PT}}(\delta_\eta) W_{\text{ЭЧ}}(\delta_\eta)}. \quad (2.8)$$

Заключительным этапом формирования алгоритма вычисления момента инерции является получение расчетного выражения в явном виде, которое выводится путем подстановки (2.7) в (2.8) с учетом равенства $\bar{W}_{\text{кc}}^{\text{раз}}(\delta) = W_{\text{кc}}^{\text{раз}}(\delta)$:

$$J = \frac{W_{\text{PC}}(\delta_\eta) \cdot W_{\text{км}}^{\text{зам}}(\delta_\eta) \cdot C_m}{W_{\text{кc}}^{\text{раз}}(\delta_\eta) \cdot \delta_\eta}. \quad (2.9)$$

В третьей главе рассматриваются вопросы, посвященные решению основных задач автоматической настройки регуляторов на основе ВИМ. К этим задачам относятся синтез эталонных моделей систем и параметров регулятора.

В работе предлагается модифицированный подход к формированию желаемой ПФ $W_{\text{жс}}(p)$ на основе переходной характеристики $h_{\text{жс}}^3(t)$ по прямым показателям качества – перерегулированию σ , времени регулирования t_p , времени нарастания t_n сигнала до уровня $0,5 \cdot h_{\text{жс}}^3(\infty)$ ($h_{\text{жс}}^3(\infty)$ – установившееся значение переходной характеристики), времени согласования t_c , времени достижения пика t_n переходной характеристики $h_{\text{жс}}^3(t_n) = (1 + \sigma) h_{\text{жс}}^3(\infty)$. Такой подход, базирующийся на прямых показателях

качества, в наибольшей степени соответствует восприятию человека-оператора и создает благоприятные условия для его работы.

Для упрощения последующего изложения модифицированного подхода введены в рассмотрение следующие векторы:

$$\begin{aligned} h &= [h_0, h_1, h_2, h_3, h_4, dh_5, h_6], \\ t &= [t_0, t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6], \end{aligned} \quad (3.1)$$

где $h_0 = 0$, $h_1 = 0,5h_{жс}^3(\infty)$, $h_2 = h_{жс}^3(\infty)$, $h_3 = (1 + \sigma)h_{жс}^3(\infty)$, $h_4 = h_{жс}^3(\infty)$, $h_5 = (1 \pm d)h_{жс}^3(\infty)$, $h_6 = h_{жс}^3(\infty)$, d – параметр, определяющий зону переходной характеристики, при входе в которую процесс считается установившемся; $t_0 = 0$, $t_1 = t_n$, $t_2 = t_{c1}$, $t_3 = t_n$, $t_4 = t_{c2}$, $t_5 = t_p$, t_{c1} , t_{c2} – моменты времени первого и второго согласования сигнала с установившемся значением.

Требуется, чтобы отклонение в заданных опорных точках находилось в пределах, определенных соотношениями

$$\frac{|h_l - h_{жс}(t_l)|}{h_l} \leq \varepsilon, \quad l = \overline{1, 6}, \quad (3.2)$$

где $h_{жс}(t_l)$ – значение сформированной переходной характеристики в опорной точке t_l , h_l – значение заданной переходной характеристики $h_{жс}^3(t_l)$ в опорной точке, ε – максимально допустимая относительная ошибка восстановления функции $h_{жс}(t_l)$ в опорной точке t_l .

Задача заключается в определении желаемой ПФ системы $W_{жс}(p)$ по заданным значениям в опорных точках $h_l, t_l, l = \overline{0, 6}$ заданной эталонной переходной характеристики $h_{жс}^3(t)$. Эта задача по сути близка задаче идентификации модели объекта по его реакции на известное входное воздействие, поэтому значительная часть программного обеспечения является общей. Оригинальная часть связана с целевыми индикаторами – прямыми показателями качества – которым должна соответствовать желаемая ПФ и ее численная характеристика $\{W_{жс}(\delta_i)\}_\eta$.

Для вычисления элемента ЧХ $W_{жс}(\delta_i)$ используется выражение

$$W_{жс}(\delta_i) = \delta_i \int_0^{t_p} h_{жс}^3(t) e^{-\delta_i t} dt + \delta_i h_{жс}^3(\infty) \int_{t_p}^{\infty} e^{-\delta_i t} dt = \delta_i \int_0^{t_p} h_{жс}^3(t) e^{-\delta_i t} dt + h_{жс}^3(\infty) e^{-\delta_i t_p}. \quad (3.3)$$

Формула (3.3) позволяет минимизировать ошибки, возникающие вследствие неучета слагаемого $h_{жс}^3(\infty) e^{-\delta_i t_p}$ и однозначно задать значения первого и последнего узлов интерполирования. Так при $\delta_1 = 0$ значение ЧХ определяется однозначно в виде $W_{жс}(0) = h_{жс}^3(\infty)$ и сохраняется возможность определения узла δ_η в рамках единой базы алгоритмов идентификации объектов управления, что также соответствует требованию уменьшения вычислительных затрат.

Следующим шагом, связанным с расчетом ЧХ $\{W_{жс}(\delta_i)\}_\eta$, является вычисление интеграла (3.3) на интервале $t \in [0, t_p]$. Поскольку функция $h_{жс}^3(t)$ фактически задается таблично проектировщиком по нескольким опорным точкам, то необходимо подобрать соответствующую интерполирующую формулу, которая в дальнейшем позволит вычислять значение функции в промежуточных точках. В качестве метода интерполирования в работе используется метод Лагранжа. При этом интерполирующая функция принимает вид

$$h_{жс}^3(t) = h_u(t) = \sum_{i=0}^n h_i \prod_{i=0, j \neq i}^n \frac{t - t_i}{t_j - t_i}, \quad (3.4)$$

где n – порядок полинома Лагранжа, равный числу опорных точек.

Заключительным этапом вычисления ЧХ $\{W_{жс}(\delta_i)\}_\eta$ по заданной интерполирующей формуле является вычисление интеграла (3.3). В работе предложено осуществлять интегрирование на основе квадратурных формул высокой точности Гаусса-Лежандра.

Задача синтеза состоит в решении уравнения

$$W_{жс}^p(\delta) \cong W_p(\delta) \cdot W_o(\delta), \quad (3.5)$$

где $W_{жс}^p(\delta)$ – ПФ разомкнутого эталонного контура, $W_o(\delta)$ – ПФ объекта управления, $W_p(\delta)$ – ПФ регулятора.

Уравнение (3.5), как и прежде, можно развернуть в систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неизвестных коэффициентов a_k, b_j , $k = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, m}$ ПФ

$$W_p(\delta) = \frac{b_m \delta^m + b_{m-1} \delta^{m-1} + \dots + b_0}{a_n \delta^n + a_{n-1} \delta^{n-1} + \dots + 1}. \quad (3.6)$$

Для этого необходимо задаться системой узлов интерполирования $\{\delta_i\}_\eta$. Решение задачи начинается с определения последнего узла δ_η . Дать однозначные рекомендации по выбору δ_η в данной задаче затруднительно. Это обусловлено тем, что ПФ, входящие в уравнение синтеза, могут быть не согласованы между собой. Поэтому значение узла δ_η целесообразно искать итерационным путем.

На основании заданной структуры регулятора (3.6) и системы узлов $\{\delta_i\}_\eta$ имеется возможность сформировать СЛАУ для вычисления коэффициентов. Она будет иметь вид

$$W_p(\delta_i) = \frac{b_m \delta_i^m + b_{m-1} \delta_i^{m-1} + \dots + b_0}{a_n \delta_i^n + a_{n-1} \delta_i^{n-1} + \dots + 1}, \quad i = \overline{1, \eta}, \quad (3.7)$$

где элементы в левой части равенства определяются из выражения

$$W_{жс}^p(\delta_i) = W_p(\delta_i) \cdot W_o(\delta_i), \quad i = \overline{1, \eta}.$$

В результате синтеза на основе решения СЛАУ (3.7) определяются коэффициенты $a_k, b_j, k = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}$ ПФ $W_p(\delta)$.

Полученное таким образом решение требует проверки. Это обусловлено несоответствием ПФ, входящих в правую и левую части уравнения (3.5), т.е. слабым соответствием динамических свойств объектов, которые они описывают.

Для проверки решения введены оценочные бинарные функции

$$y_t(\delta_\eta^k) = \begin{cases} 1 & \text{при } t_p \leq t_p^{\text{жс}}, \\ 0 & \text{при } t_p > t_p^{\text{жс}}, \end{cases}$$

$$y_\sigma(\delta_\eta^k) = \begin{cases} 1 & \text{при } \sigma \leq \sigma_3, \\ 0 & \text{при } \sigma > \sigma_3, \end{cases}$$

где δ_η^k – узел, ограничивающий интервал изменения переменной δ сверху на k -ой итерации.

На основе функций $y_t(\delta_\eta^k)$ и $y_\sigma(\delta_\eta^k)$ появляется возможность довольно просто сформировать множества Y_t и Y_σ значений δ_η , удовлетворяющих требованиям по времени регулирования $t_p^{\text{жс}}$ и перерегулированию σ_3 . При этом условия вхождения величины δ_η^k в множества следующие:

$$\delta_\eta^k \in Y_t, \text{ если } y_t(\delta_\eta^k) = 1,$$

$$\delta_\eta^k \in Y_\sigma, \text{ если } y_\sigma(\delta_\eta^k) = 1.$$

Эти множества позволяют оценить возможности по достижению требуемого качества регулирования по времени $t_p^{\text{жс}}$ и по перерегулированию σ_3 в рамках заданной структуры ПФ регулятора $W_p(p)$. В тех случаях, когда требуется найти решение уравнения синтеза, обеспечивающего одновременно оба показателя качества, в рассмотрение вводится множество $Y_{\sigma t} = Y_\sigma \wedge Y_t$, которое является пересечением множеств Y_t и Y_σ . Если в результате этой операции будет получено множество $Y_{\sigma t} = \emptyset$, то это означает, что синтезировать регулятор $W_p(p)$, обеспечивающий требуемые показатели качества только лишь за счет смещения узлов интерполирования невозможно. В этом случае имеется несколько возможных путей выхода из сложившейся ситуации:

- изменение структуры регулятора;
- снижение требований к системе;
- выбор только одного (ведущего) показателя качества и его оценка по результатам синтеза системы.

В четвертой главе представлено обобщение алгоритма самонастройки регуляторов на многоконтурные системы автоматического регулирования. Рассмотрен сепаратный синтез многоконтурных систем, а также поставлена и

частично решена задача совместного синтеза регуляторов, приведены результаты экспериментального исследования.

Для определения искомым регуляторов тока $W_{PT}(p)$, скорости $W_{PC}(p)$ и положения $W_{PI}(p)$ составляется уравнение синтеза

$$W_{ж}^3(p) \cong W_c^p(p), \quad (4.1)$$

в которое входят ПФ желаемой $W_{ж}^3(p)$ и синтезируемой системы $W_c^p(p)$. Последняя определена ПФ регуляторов, электрической части $W_{ЭЧ}(p)$, коэффициентами обратных связей и другими параметрами. Имеем:

$$W_c^3(p) = F[W_{PT}(p), W_{PC}(p), W_{PI}(p), K_T, K_C, K_{II}, \{W_{нч}(p)\}], \quad (4.2)$$

где $\{W_{нч}(p)\} = \{W_{ЭЧ}(p), W_{НС}(p), W_{НП}(p)\}$ – набор ПФ, характеризующих неизменяемую часть системы в каждом контуре, при этом $W_{НС}(p) = C_m / (J \cdot p)$ – неизменяемая часть контура скорости и $W_{НП}(p) = 1 / p$ – контура положения.

В выражении (4.2) основными неизвестными будем полагать ПФ регуляторов и коэффициенты обратных связей. Полученное уравнение синтеза (4.1) является нелинейным, что существенно отличает и усложняет задачу в такой постановке. Возникающие трудности, в частности, объясняют существующий статус задачи – она понятна, ее решение крайне важно, но решения и даже подходов с реальным результатом пока не существует. Можно предположить, что такое положение связано с поиском путей на основе моделей с комплексной или мнимой переменной.

С точки зрения техники получения решения, обеспечивающей снижение числа операций, предпочтительными являются модели, представляющие желаемую и синтезируемую системы в разомкнутом состоянии. С целью упрощения записей введем в рассмотрение ПФ контура тока $W_{КТ}(p)$:

$$W_{КТ}(p) = \frac{W_{PT}(p)W_{ЭЧ}(p)}{1 + K_T W_{PT}(p)W_{ЭЧ}(p)}, \quad (4.3)$$

тогда уравнение (4.1) можно представить в следующей форме:

$$\frac{W_{PI}(p)W_{PC}(p)W_{КТ}(p)W_{НС}(p)W_{НП}(p)}{1 + K_C W_{PC}(p)W_{КТ}(p)W_1(p)} = W_{ж}^p(p), \quad (4.4)$$

где $W_{ж}^p(p) = \frac{W_{ж}^3(p)}{1 - K_{II}W_{ж}^3(p)}$ – желаемая ПФ системы в разомкнутом виде.

Подстановка выражения (4.3) в (4.4) приводит к получению общего уравнения совместного синтеза регуляторов исполнительной мехатронной подсистемы:

$$\frac{W_{PI}(p)W_{PC}(p)W_{PT}(p)W_{ЭЧ}(p)W_{НС}(p)W_{НП}(p)}{1 + K_T W_{PT}(p)W_{ЭЧ}(p) + K_C W_{PC}(p)W_{PT}(p)W_{ЭЧ}(p)W_1(p)} = W_{ж}^p(p). \quad (4.5)$$

Необходимость определения нескольких коэффициентов ПФ регуляторов требует трансформации уравнения (4.5) в систему уравнений относительно неизвестных величин. Такой переход осуществляется на основе ВИМ путем прямой подстановкой $p \rightarrow \delta$ с последующей заменой ВПФ на

ЧХ, размерность которых определяется количеством искомым параметров ν . Окончательно система уравнений примет вид

$$\left\{ \frac{W_{PI}(\delta_i)W_{PC}(\delta_i)W_{PT}(\delta_i)W_{ЭЧ}(\delta_i)W_{HC}(\delta_i)W_{HI}(\delta_i)}{1 + K_T W_{PT}(\delta_i)W_{ЭЧ}(\delta_i) + K_C W_{PC}(\delta_i)W_{PT}(\delta_i)W_{ЭЧ}(\delta_i)W_{HC}(\delta_i)} \right\}_\nu = \{W_{жс}^p(\delta_i)\}_\nu. \quad (4.6)$$

Узлы интерполирования $\delta_i, i = \overline{1, \nu}$ определяются по желаемой ПФ $W_{жс}^p(p)$.

Этим завершается операция расщепления уравнения (4.5) на систему уравнений, что в свою очередь является необходимым этапом в процедуре вычисления коэффициентов регуляторов и обратных связей.

Дальнейшее решение системы (4.6) связано с ее упрощением, которое начинается с исключения из рассмотрения коэффициентов обратных связей, поскольку при микропроцессорной реализации законов управления коэффициенты обратных связей можно принять единичными, учитывая это обстоятельство соответствующими преобразованиями. Выявлено условие, при котором синтез контура тока можно проводить сепаратно, таким образом, исключая его ПФ $W_{КТ}(\delta)$ из системы уравнений (4.6):

$$W_{КТ}(\delta) \geq k_{КТ}^C(1 - \varepsilon), \delta \in [\delta_1; \delta_\nu], \quad (4.7)$$

где $k_{КТ}^C = W_{КТ}(0)$ – статический коэффициент передачи контура тока, $\varepsilon \in [0; 1]$ – отклонение вещественной ПФ $W_{КТ}(\delta)$ от величины $k_{КТ}^C$ на интервале изменения переменной δ , не приводящее к существенным ошибкам синтеза. Отмеченная особенность позволяет вывести коэффициенты регулятора тока из числа неизвестных и снизить размерность задачи.

Последующее упрощение базируется на подходе, суть которого состоит в вычислении параметра $IN = J / C_m$ и его использованием в качестве масштабирующего коэффициента сигнала регулятора скорости (рис. 2):

$$IN = \int_0^\infty i(t)e^{-\delta t} dt \Big/ \int_0^\infty \dot{q}(t)e^{-\delta t} dt, \delta = 0.$$

При этом рассчитанные один раз коэффициенты обеспечивают требуемые показатели качества системы регулирования при условии регулярного пересчета параметра IN .

Учитывая все вышесказанное, исходная система (4.6) в терминах ВИМ преобразуется к виду

$$\left\{ \frac{k_{КТ}^C W_{PI}(\delta_i)W_{PC}(\delta_i)}{\delta_i + k_{КТ}^C W_{PC}(\delta_i)} \cdot \frac{1}{\delta_i} \right\}_\nu = \{W_{жс}^p(\delta_i)\}_\nu, i = \overline{1, \nu}.$$

В работе рассматривается решение этой системы при использовании ПИ-регулятора в контуре скорости $W_{PC}(p) = k_{PI}^{PC} + k_{II}^{PC} / p$ и П-регулятора в контуре положения $W_{PI}(p) = k_{PI}^{PI}$.

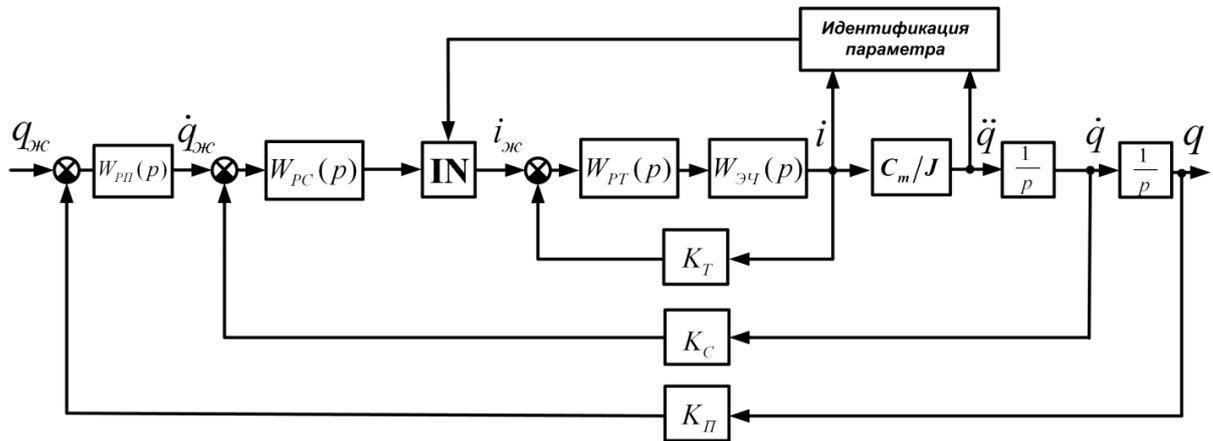


Рис. 2. Структура системы с учетом компенсации момента инерции

Методика была экспериментально проверена при разработке законов управления контроллера Ezi-Servo, предназначенного для управления исполнительными подсистемами мехатронного модуля. Существующий при проектировании указанных систем подход не учитывает изменения момента инерции электропривода (по заранее неизвестному закону). Поэтому применяемые методы настройки линейных регуляторов с постоянными параметрами не гарантируют обеспечения желаемых динамических свойств.

Необходимо было найти такие настройки регуляторов $W_{PC}(p)$, $W_{PI}(p)$, которые обеспечат время переходного процесса контура скорости $t_p < 25$ мс и перерегулирование $\sigma < 30\%$, и запаздывание реального сигнала $q(t)$ от желаемого $q_{жс}(t)$ на частоте 10 Гц не более $t_3 = 5$ мс.

ПФ $W_{жс}^p(p)$ задана в следующем виде:

$$W_{жс}^p(p) = \frac{0,001p + 1}{(5,03 \cdot 10^{-9} p^2 + 8,81 \cdot 10^{-6} p + 0,004)p}$$

Она обеспечивает время регулирования в контуре положения $t_{КП} = 11,5$ мс, перерегулирование $\sigma_{КП} = 0$ %, и запаздывание реального сигнала $q(t)$ от желаемого $q_{жс}(t)$ на частоте 10 Гц не более $t_3 = 4$ мс.

Таким образом, на основании приведенных данных сформируется уравнение синтеза

$$\left\{ \frac{k_{КТ}^C (k_{П}^{PI} k_{П}^{PC} \delta_i + k_{П}^{PI} k_{И}^{PC})}{(\delta_i^2 + \delta_i k_{П}^{PC} k_{КТ}^C + k_{И}^{PC} k_{КТ}^C) \delta_i} \right\}_3 = \{W_{жс}^p(\delta_i)\}_3, \delta_i = i \cdot \delta_1,$$

где узел $\delta_1 = 3$. Для заданной системы узлов $\delta = \{3; 6; 9\}_3$ можно показать, что условие (4.7) для ВПФ контура тока, динамика которого описывается апериодическим звеном с постоянной времени $T_{КТ} = 55$ мкс, выполняется с заданным параметром $\varepsilon = 0,001$, что позволяет при поиске коэффициентов регулятора скорости и положения принять значение статического коэффициента передачи контура тока $k_{КТ}^C = W_{КТ}(0) = 1$. После подстановки численных значений в уравнение синтеза имеем систему нелинейных

уравнений. В результате ее решения в математическом пакете MathCAD были получены следующие настройки: $k_{II}^{PII} = 241$, $k_{II}^{PC} = 885$ и $k_{II}^{PC} = 903$.

В результате эксперимента получены переходные процессы в контуре скорости (рис. 3) в синтезированной системе при ступенчатом входном воздействии на этот контур.

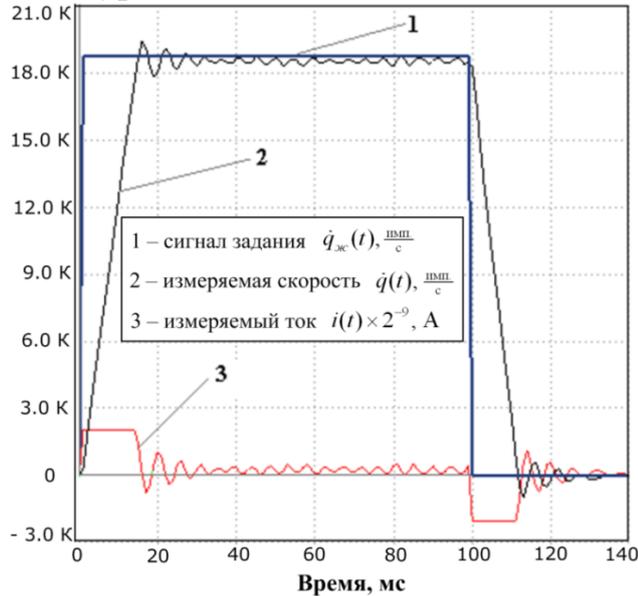


Рис.3. Переходный процесс в контуре скорости

Как следует из графиков (рис. 3), полученная настройка контура скорости обеспечивает время регулирования $t_{KC}^C = 20$ мс и перерегулирование $\sigma_{KC}^C < 3\%$ и полностью удовлетворяет предъявленными требованиям.

Экспериментальная проверка работы системы, содержащей регуляторы скорости и положения проводилась на тестовом синусоидальном сигнале, это обусловлено особенностями контроллера Ezi-Servo. На рис. 4 представлены результаты эксперимента.

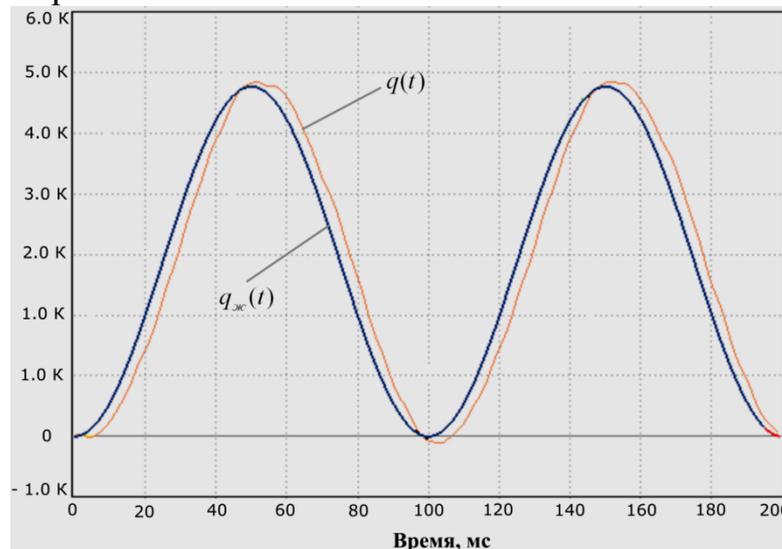


Рис. 4. Переходный процесс в контуре положения

Как видно из графиков (рис. 4), запаздывание реального сигнала $q(t)$ от желаемого $q_{жс}(t)$ на частоте 10 Гц составило $t_3 = 4$ мс, что полностью удовлетворяет требованиям, предъявленным к системе регулирования.

Таким образом, в результате синтеза исполнительной подсистемы регулирования мехатронного модуля, построенного на базе вентильного двигателя, были получены настройки регуляторов, удовлетворяющие предъявленным требованиям.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ РАБОТЫ

1. Рассмотрено современное состояние вопроса конструирования адаптивных и самонастраивающихся исполнительных подсистем мехатронных устройств. Выделен класс мехатронных устройств, построенных на базе электродвигателей постоянного и переменного тока, содержащих регуляторы с функцией однократной автоматической настройки и непрерывной адаптации, ориентированные на применение в системах с объектами управления, параметры которых изменяются во времени. Определены математические модели исполнительных подсистем. Проанализированы существующие подходы в решении задачи, выявлены их недостатки.

2. Для решения основных задач самонастройки исполнительных подсистем мехатронных устройств в качестве инструмента выбран вещественный интерполяционный метод. Он позволяет снизить вычислительные затраты за счет:

- привлечения понятия вещественной передаточной функции, которая может быть сформирована на основании временных динамических характеристик;

- выполнения математических действий в области изображений, что позволяет снизить число операций по сравнению с в область времени;

- использования математических описаний динамических объектов в форме численных характеристик и привлечения матричной формы описания систем и сигналов.

3. Разработан алгоритм идентификации структуры и параметров исполнительной подсистемы мехатронного модуля в форме передаточной функции по экспериментальной переходной характеристике. Получено выражение для вычисления момента инерции исполнительной подсистемы на основе известной структуры и сигналов, доступных измерению. Даны рекомендации и соотношения для получения оценок изменения моментов инерции многозвенных мехатронных систем.

4. Обоснован выбор структуры регуляторов в исполнительных подсистемах мехатронных устройств.

5. Предложены способы формирования передаточных функций эталонных систем по желаемой переходной характеристике и по прямым показателям качества. Способы ориентированы на использование во встроенных в САУ микропроцессорных системах.

6. Предложено использование специальных бинарных оценочных функций для выбора системы узлов интерполирования, обеспечивающей решение уравнения синтеза, которое удовлетворяет предъявленным требованиям к проектируемой системе в отношении ряда прямых показателей качества.

7. Разработано программное обеспечение для решения задачи самонастройки регуляторов многоконтурных исполнительных подсистем мехатронных устройств для случая сепаратного синтеза.

8. Поставлена задача совместного синтеза регуляторов многоконтурных исполнительных подсистем мехатронных устройств, в рамках которой даны рекомендации по упрощению нелинейной системы уравнений синтеза до уровня, позволяющего вычислить искомые коэффициенты регуляторов.

9. Разработана структура исполнительной подсистемы мехатронного модуля с самонастройкой регуляторов. Проведена экспериментальная проверка алгоритмов самонастройки на примере трехконтурной системы автоматического регулирования привода вентильного двигателя ESD-04F-048E1N. Эксперименты подтвердили справедливость основных теоретических результатов работы и алгоритмов самонастройки, разработанных на их основе.

ОСНОВНЫЕ ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

По теме диссертационной работы опубликовано 1 учебное пособие, 6 тезисов докладов и 4 статьи, из них 3 статьи в журналах, рекомендованных ВАК, получено 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ.

Статьи, опубликованные в изданиях из Перечня ВАК:

1. Алексеев А.С., Замятин С.В., Плотников Д.А. Определение момента инерции электропривода по временным характеристикам //Известия Томского политехнического университета. - 2009 - Т. 314, - № 5. - С. 65-69

2. Замятин С.В., Плотников Д.А., Алексеев А.С. Влияние расположения узлов интерполирования на результаты идентификации и синтеза САУ вещественным интерполяционным методом //Известия Томского политехнического университета. - 2009 - Т. 314, - № 5. - С. 62-65.

3. Алексеев А.С., Замятин С.В. Параметрическая автонастройка регуляторов многоконтурных систем автоматического регулирования // Известия Томского политехнического университета. - 2010. - Т. 316. - № 5. - С. 21–25

Учебные пособия:

4. Алексеев А.С., Антропов А.А., Гончаров В.И., Замятин С.В., Рудницкий В.А. Вещественный интерполяционный метод в задачах автоматического управления: Учебное пособие: ТПУ. - 2009. - 218 с

Свидетельства:

5. Алексеев А.С., Гончаров В.И. Программное обеспечение для параметрической автонастройки регуляторов многоконтурных мехатронных

систем. (Свидетельство № 2010614397 о государственной регистрации программы для ЭВМ от 06.07.2010).

Статьи, тезисы докл. междунар. и всеросс. конф.:

6. Alekseyev A.S. Self-adjusting control system for robotic manipulator actuators based on tracking for moment of inertia //The Third International Forum on Strategic Technology (IFOST-2008): Proceedings - Novosibirsk. - June 23-29, 2008. - Novosibirsk: NSTU. - 2008. - P. 375-378.

7. Алексеев А.С. Новый подход к синтезу самонастраивающихся систем управления приводами манипуляторов роботов //Мехатроника: устройства и управление: Материалы II российско-корейского научно-технического семинара - Томск. - 18 марта 2008. - Томск: ТПУ. - 2008. - С. 7-8.

8. Алексеев А.С. Сравнительный анализ методов синтеза регуляторов промышленных роботов //Современные техника и технологии: Труды XIV Международной научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых - Томск. - 24-28 марта 2008. - Томск: ТПУ. - 2008 - Т. 2. - С. 230-231.

9. Алексеев А.С., Гончаров В.И. Исследование влияния моментов инерции звеньев манипулятора на качество работы исполнительной подсистемы управления //Молодежь и современные информационные технологии: Сборник трудов VI Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых - Томск. - 26-28 февраля 2008. - Томск: СПб Графика. - 2008. - С. 331-332.

10. Алексеев А.С., Гончаров В.И. Идентификационный подход к самонастройке исполнительных систем управления роботов //Технологии Microsoft в теории и практике программирования: Сборник трудов VI Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых - Томск. - 17-18 марта 2009. - Томск: ТПУ. - 2009. - С. 16-18.

11. Алексеев А.С. Идентификация момента инерции сервопривода промышленного робота в области времени // Идентификация, измерение характеристик и имитация случайных сигналов (состояние, перспективы развития): сборник материалов международной конференции. - Новосибирск, 2009. - Новосибирск: КАНТ, 2009. - С. 86-88.

12. Алексеев А.С., Волженин И.В. Программный комплекс синтеза многоконтурных систем автоматического управления //Средства и системы автоматизации: проблемы и решения: Материалы десятой научно-практической конференции - Томск. - 19-20 ноября 2009. - Томск: ТПУ. - 2010. - С. 112-117.