

Нелинейные системы

© 2020 г. Б.Р. АНДРИЕВСКИЙ, д-р техн. наук (boris.andrievsky@gmail.com)
(Институт проблем машиноведения РАН,
Санкт-Петербургский государственный университет,
Балтийский государственный технический университет,
Санкт-Петербург),
И.Б. ФУРТАТ, д-р техн. наук (cainenash@mail.ru)
(Институт проблем машиноведения РАН,
Университет ИТМО, Санкт-Петербург)

НАБЛЮДАТЕЛИ ВОЗМУЩЕНИЙ: МЕТОДЫ И ПРИЛОЖЕНИЯ. ЧАСТЬ 2. ПРИЛОЖЕНИЯ¹

Статья является второй частью обзора, посвященного наблюдателям возмущений, появление которых в теории и практике автоматического управления восходит к середине 60-х гг. XX в. Первая часть обзора посвящена теоретическим результатам. Данная часть обзора посвящена практическому применению наблюдателей возмущений. Рассмотрены такие приложения, как управление судами и подводными аппаратами, управление летательными аппаратами и роботами-манипуляторами, подавление узкополосных вибрационных колебаний, оценивание и подавление возмущений в электротехнических системах, управление автомобилями и их узлами и ряд других приложений.

Ключевые слова: возмущения, оценивание, наблюдатель.

DOI: 10.31857/S0005231020100025

1. Введение

История появления наблюдателей возмущений в теории и практике управления восходит к середине 60-х гг. XX века и связана с расширением алгебраических методов синтеза регуляторов, появлением компьютерно-ориентированных процедур синтеза, усложнением круга решаемых задач и стремлением оптимизировать процесс управления. В первой части обзора, см. [1], внимание сосредоточено на общих теоретических подходах и результатах. В ней представлены методы оценки возмущений с использованием наблюдателей состояния, вспомогательных фильтров в форме передаточных функций, основанные на динамической инверсии модели объекта, наблюдатели входных и выходных возмущений, описывается метод внутренней модели и приведены результаты по наблюдателям гармонических возмущений. Данная часть обзора посвящена практическим применениям представленных результатов. При выборе статей для обзора учитывалась их цитируемость (в системе

¹ Результаты разделов 1–7 получены при финансовой поддержке гранта РФФИ (контракт № 18-38-20037). Результаты раздела 8 получены в ИПМаш РАН в рамках госзадания Минобрнауки РФ (Пер. № НИОКТР АААА-А19-119120290136-9).

Scopus) и наличие аппаратной реализации. Авторы понимают, не все публикации оказались в фокусе данного обзора и заранее приносят свои извинения коллегам, чьи работы в нем не рассмотрены.

Как отмечено в [2], метод управления, основанный на оценивании возмущений, в отличие от многих других современных методов, нашел широкое применение в промышленно выпускаемых устройствах. Большой интерес к этому методу как в академических, так и в промышленных кругах связан с его простотой как альтернативы классическим ПИД-регуляторам.

Обзор недавних экспериментальных исследований и промышленных разработок по активному подавлению возмущений, основанному на оценивании внешних и внутренних воздействий, представлен в [3], где приведены примеры успешного применения в системах управления движением; в реабилитационной робототехнике для помощи пациентам в физических тренировках; в системах электропитания с топливными элементами, использующих электрохимическую реакцию между кислородом и водородом; для управления двухмассовой системой с демпфером; для управления элементами производственных линий (электродвигателями, сервоприводами, температурой для экструзии шлангов, систем регенерации энергии). Некоторые результаты описаны далее в соответствующих разделах.

Применение наблюдателей возмущений к управлению судами и подводными аппаратами рассмотрено в разделе 2. Задачи управления летательными аппаратами рассмотрены в разделе 3. Применению наблюдателей возмущения к управлению роботами-манипуляторами посвящен раздел 4. Подавление узкополосных вибрационных колебаний рассмотрено в разделе 5. Раздел 6 посвящен применению наблюдателей возмущений к электротехническим системам. Управление автомобилями и их подсистемами рассматривается в разделе 7. Прочие применения, не вошедшие в приведенный список, рассмотрены в разделе 8. Заключительные замечания даны в разделе 9.

2. Применение к задачам управления судами и подводными аппаратами

Алгоритм адаптивного управления для подводных аппаратов с манипулятором, служащий для обеспечения программного движения по заданной траектории, представлен в [4]. Алгоритм основан на методе скоростного градиента А.Л. Фрадкова [5–9] и на использовании наблюдателя состояния/возмущения. Рассмотрено кусочно-постоянное изменение массы аппарата в процессе работы манипулятора. Адаптивный закон управления обеспечивает требуемое движение аппарата при неопределенности изменяющейся массы аппарата. Для улучшения качества процесса управления при синтезе регулятора в [4] учтена динамика двигателя. Чтобы использовать обратную динамику двигателя в законе управления, производится оценка состояния и входа двигателей. Для синтеза наблюдателя использованы результаты [10].

В [11] рассматривается задача перевалки грузов в открытом море по рампе от крупнотоннажного судна к меньшему промежуточному судну (типа *T-Craft*). Из-за сложности взаимодействия волн и судов эта задача представляет значительные проблемы для разработчиков кораблей и систем управ-

ления. Для уменьшения колебаний соединяющей суда рампы предлагается алгоритм адаптивного подавления колебаний от волнения, управляющий воздушным потоком. Когда корабли ориентированы бок о бок, возмущение *T-Craft* от волн в вертикальной плоскости оценивается и подавляется вентиляторами, управляющими давлением расположенной под судном воздушной подушки. Для конфигурации нос–корма предполагается двухкамерная воздушная подушка, с помощью которой волновое возмущение по тангажу оценивается и устраняется путем создания момента через перепад давления между камерами. При описании динамики судов на волнении используется модель из работы [12]. Для рассматриваемой задачи подавления колебаний от волнения через обратную связь используется моногармоническая модель волны, в которой ее частота, амплитуда и фаза отслеживаются алгоритмом идентификации. Следуя [13, 14], неизвестное гармоническое волнение представляется произведением неизвестного постоянного вектора на известный регрессор. В [11] рассматриваются случаи как известных, так и неизвестных параметров судна, для которых используются соответственно методы [13] или [14].

Задача перевалки грузов в открытом море по рампе от большого среднескоростного судна с накатом/спуском к меньшему соединительному судну рассмотрена и в [15]. Целью управления является уменьшение перемещения рампы между судами, чтобы обеспечить более безопасные условия для перевалки грузов. Как и в [11], здесь принята моногармоническая модель волнения. Разработан регулятор для воздушной подушки, который выполняет оценку и подавление действия волнового возмущения меньшего судна с помощью обратной связи по ускорению вертикальных колебаний для случая, когда гидродинамические и другие параметры судна априори не известны, а динамика давления воздушной подушки содержит нелинейно параметризованные неизвестные слагаемые. Для демонстрации приведены результаты моделирования программой AEGIR.

Нелинейное управление динамическим позиционированием судов при действии неизвестных нестационарных помех и насыщении управляющего воздействия развивается в [16]. Для решения задачи используются наблюдатель возмущения и вспомогательная динамическая система. Применяется метод динамического контроля поверхности (англ. – *dynamic surface control*, DSC) [17]. Наблюдатель служит для оценки неизвестных нестационарных возмущений, вспомогательная динамическая система используется для отработки влияния входного насыщения, а метод динамического контроля поверхности дает возможность разработать простой и легко реализуемый на практике закон динамического позиционирования. Доказано, что разработанный робастный нелинейный закон позиционирования может поддерживать желаемые значения положения и курса судна, гарантируя при этом ограниченность всех сигналов в замкнутой системе управления. Для описания динамики судна используется модель из [18]

$$(2.1) \quad \dot{\eta} = J(\psi)v$$

$$(2.2) \quad M\dot{v} = -Dv + \tau(t) + d(t),$$

где вектор $\eta = [x, y, \psi]^T$ образован координатами центра масс судна: x – продольным перемещением, y – боковым перемещением в земной системе координат, и $\psi \in [0, 2\pi]$ – курсовым углом судна; вектор $\nu = [u, v, r]^T$ состоит из продольной и боковой скоростей судна u, v в связанной системе координат и скорости изменения угла рыскания r ; $J(\psi) = \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & 0 \\ \sin \psi & \cos \psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ –

матрица перехода от связанной к земной системе координат; M – матрица инерции, учитывающая присоединенные массы; $\tau = [\tau_1, \tau_2, \tau_3]^T$ – вектор управляющих сил и момента, компоненты которого имеют заданные ограничения; $d = [d_1, d_2, d_3]^T$ – вектор, образованный неизвестными внешними возмущающими силами в продольном и поперечном направлениях и моментом возмущения по рысканию. Для оценивания $d(t)$ предлагается наблюдатель возмущений

$$(2.3) \quad \hat{d}(t) = q(t) + K_0 M \nu,$$

$$(2.4) \quad \dot{q}(t) = -K_0 q(t) - K_0 (-D \nu + \tau + K_0 M \nu),$$

где $\hat{d}(t) \in \mathbb{R}^3$ – оценка $d(t)$, $q(t) \in \mathbb{R}^3$ – вектор состояния наблюдателя, $K_0 = K_0^T > 0$ – определяемая при синтезе квадратная матрица параметров, у которой наименьшее собственное число λ_{\min} должно превосходить $1/2$.

Близкая задача рассматривается в [19], где для динамического позиционирования судов при наличии изменяющихся во времени неизвестных внешних возмущений предложена робастная по отношению к ошибкам позиционирования адаптивная схема управления. Возмущения представляются как выходы линейной экзосистемы с неизвестными параметрами, у которой собственные значения матрицы системы лежат на мнимой оси. Такое представление позволяет построить наблюдатель для оценки неизмеряемого вектора состояния и, следовательно, привести задачу компенсации возмущений при позиционировании судов к задаче адаптивного управления. По результатам моделирования для судна *Northern Clipper* проведен сравнительный анализ с существующим методом позиционирования, показывающий большую эффективность и меньшую консервативность предложенной в [19] схемы управления.

3. Применение к задачам управления летательными аппаратами

Для задачи управления формацией из двух спутников (по схеме ведущий–ведомый) в [20] рассмотрены различные методы применения непрерывного управления на скользящих режимах, в том числе алгоритмы скользящих режимов второго порядка [21], например, – алгоритм супер-твистинга, непрерывное управление на скользящем режиме и с наблюдателем возмущений в скользящем режиме (*sliding mode disturbance observer*, SMDO) [22–25], алгоритмы с интегральной поверхностью скольжения (*integral sliding surface*, ISS) [26]. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) используется для преобразования непрерывных сигналов управления в последовательность импульсов, которые могут быть реализованы с помощью реактивных двигателей спутника. Рассматривается числовой пример, в котором положение ведомого

спутника относительно ведущего описывается в соответствующем масштабе времени уравнениями

$$(3.1) \quad \begin{cases} \ddot{x} - 2\dot{y} - 3x = u_x + d_x, \\ \dot{y} + 2\dot{y} - 3x = u_y + d_y, \\ \ddot{z} + z = u_z + d_z, \end{cases}$$

где x, y, z – координаты ведомого спутника относительно ведущего, u_x, u_y, u_z – управляющие силы, действующие на ведомый спутник, d_x, d_y, d_z включают в себя различные возмущения, действующие на двухспутниковую систему, вызванные, например, нецентральностью поля тяготения, солнечным давлением, лунно-солнечными приливами, вращательно-колебательным движением Земли в пространстве, колебаниями земного полюса и неравномерностью вращения Земли, и погрешность линеаризации отклонения по положению. Желаемое взаимное положение спутников задается переменными x_c, y_c, z_c . Формируются соответствующие скользящие переменные, включающие интегральное слагаемое для компенсации постоянных возмущений, см. [23, с. 147–153]:

$$(3.2) \quad \begin{aligned} e_x &= x_c - x, & e_y &= y_c - y, & e_z &= z_c - z, \\ \sigma_i &= \dot{e}_i + c_{i,0}e_i + c_{i,-1} \int e_i(\tau) d\tau \end{aligned}$$

с некоторыми параметрами желаемого движения в скользящем режиме $c_{i,0}, c_{i,-1}$, где $i \in \{x, y, z\}$. Для численного анализа приняты значения $c_{i,0} = 1,8, c_{i,-1} = 1,0$. Рассматриваются следующие алгоритмы управления формацией:

1. Регулятор со скользящим режимом и наблюдателем возмущений в скользящем режиме

$$(3.3) \quad \begin{aligned} u_i &= 10\sigma_i + \hat{v}_{i \text{ eq}}, & \dot{\hat{v}}_{i \text{ eq}} &= 20(-\hat{v}_{i \text{ eq}} + 2 \text{sign}(s_i)), \\ s_i &= \sigma_i + \int (u_i - 2 \text{sign}(s_i)) d\tau, & i &\in \{x, y, z\}. \end{aligned}$$

Здесь $\hat{v}_{i \text{ eq}}$ – “эквивалентное управление”, результат пропускания сигналов $v_i = (L_i + \rho_i)\sigma(s_i)$, где $\rho_i > 0$, через фильтры нижних частот². Как отмечено в [20], сигналы $\hat{v}_{i \text{ eq}}$ после переходного процесса за конечное время являются точной оценкой согласованных приведенных возмущений $\psi_i^0(\cdot)$ (линейных комбинаций выхода объекта и ошибки слежения e_i , см. детали в [20, 26]).

2. Супер-твистинг алгоритм скользящих режимов второго порядка, обеспечивающий сходимость переменных на поверхности скольжения и их производных к нулю за конечное время, имеет вид

$$(3.4) \quad u_i = 3|\sigma_i|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\sigma_i) + \int \text{sign}(\sigma_i) d\tau, \quad i \in \{x, y, z\};$$

² По мнению авторов обзора, $\hat{v}_{i \text{ eq}}$ не является в точности эквивалентным управлением, как оно определено в [22, 23], так как в отличие от указанных работ, в (3.3) фильтрация происходит внутри замкнутого контура управления, а не является внешней по отношению к нему.

3. Непрерывный алгоритм скользящих режимов с интегральной поверхностью скольжения. Этот алгоритм, основанный на методе Ляпунова и реализующий непрерывное управление в скользящем режиме, обеспечивает робастную стабилизацию σ_i по отношению к согласованным возмущениям. В алгоритме используются два вида скользящих переменных: σ_i и дополнительные интегральные скользящие переменные η_i [26]. В общем виде алгоритм записывается как

$$(3.5) \quad \eta_i = \sigma_i + \tilde{k}_{0i} s_i, \quad \dot{s}_i = \text{sign}(\sigma_i),$$

$$(3.6) \quad \tilde{u}_i = \psi_i^0(\cdot) + (\tilde{\rho}_i/2^{a_i}) |\eta_i|^{2a_i-1} \text{sign}(\eta_i),$$

где константы $\tilde{\rho}_i > 0$, $\tilde{k}_{0i} > 0$, $0,5 < a_i < 1,0$, $\tilde{u} = E(x)u$, где $E(x)$ – неособая матрица преобразования к новому базису, в котором исходная система приводится к m независимым подсистемам. После того как \tilde{u} найдено, управление u получается обратным преобразованием $u = E^{-1}(x)\tilde{u}$. Для рассматриваемой задачи управления системой (3.1) алгоритм (3.5), (3.6) принимает вид

$$(3.7) \quad u_i = \frac{\tilde{\rho}_i}{2^{a_i}} \cdot \left| \sigma_i + \tilde{k}_{0i} \int \text{sign}(\sigma_i) d\tau \right|^{2a_i-1} \text{sign} \left(\sigma_i + \tilde{k}_{0i} \int \text{sign}(\sigma_i) d\tau \right),$$

где $a_i = 0,9$, $\tilde{k}_{0i} = 0,5$, $\tilde{\rho}_i = 10$, $i \in \{x, y, z\}$. Сигналы управления u_i в (3.3)–(3.7) непрерывны, так как разрывные высокочастотные компоненты фильтруются или интегрируются. В [20] приводятся сравнительные результаты применения предложенных алгоритмов управления.

Авторы [27] рассматривают задачу управления автономными летательными аппаратами с вертикальным взлетом и посадкой (*Vertical Take-Off and Landing*, VTOL), применение которых вызвало в последнее десятилетие значительный интерес со стороны промышленности, научных кругов и государственных органов. В [27] используются результаты из [20, 26] по управлению со скользящим режимом и наблюдателем возмущений на скользящем режиме, а также представленная в [28] робастная система управления полетом малого квадрокоптера. Этот подход позволяет сформировать непрерывное управление, устойчивое к внешним возмущениям и неопределенности модели, не требующее большого коэффициента усиления или значительного объема вычислений. Робастность предложенного управления продемонстрирована интенсивным моделированием системы с шестью степенями свободы при действии возмущений, включающих порывы ветра, неисправность привода и неопределенность модели.

Для управления ракетой-носителем многоразового использования в [29] представлен подход к управлению на скользящем режиме, с наблюдателями возмущений на скользящем режиме и с адаптивным изменением коэффициента усиления. Кроме повышения качества управления при действии возмущений, по утверждению авторов [29], предлагаемая структура системы управления полетом может снизить затраты на цикл проектирования и предполетный анализ. В качестве примера в [29] представлены результаты моделирования системы управления ракетой-носителем многоразового использования X-33, проект которой был разработан корпорацией *Lockheed*

*Martin*³. Функция наведения *X-33* мало отличается от предложенной для возвращения космического челнока *Space Shuttle*, и система управления подобна системе управления шаттлом. Базовый регулятор имеет три канала: крен, тангаж и рыскание. В каждом из них команды наведения сглажены и приведены к виду, требуемому для формирования команды управления угловой скоростью. Затем для получения виртуальных команд отклонения рулей используется ПИ-закон управления. Полученные таким образом командные сигналы сочетаются с командами триммирования аэродинамических управляющих поверхностей, полученными путем табличной интерполяции, и с командой гашения скорости. Каждый канал имеет перекрестные связи с другими для координированных разворотов по крену. Коэффициенты усиления вычисляются как функции от числа Маха. Для ослабления эффектов упругости корпуса используются режекторные фильтры. Многоконтурная система управления включает в себя наблюдатели возмущения низкого порядка, при синтезе которых используется информация только о границах возмущений. Алгоритм оценивания возмущений включает в себя адаптивную настройку коэффициента усиления наблюдателя, обеспечивающий наименьшее значение усиления, необходимое для наличия скользящего режима. Разработанный алгоритм многоразовой системы управления полетом ракеты-носителя был программно реализован и численно исследован в среде моделирования *X-33 MAVERIC*.

Для продольного движения высокоманевренной ракеты в [30] предлагается улучшенный регулятор со скользящим режимом, основанный на нелинейном наблюдателе возмущений. Цель работы – получить управление, робастное к внешнему возмущению и неопределенности аэродинамических коэффициентов без использования большого коэффициента усиления и значительных вычислительных затрат. Для оптимизации параметров выбранной структуры регулятора используется *генетический алгоритм* [31]⁴. Динамика продольного движения ракеты описывается приведенной в [33] моделью⁵

$$(3.8) \quad \begin{cases} \dot{\alpha} = K_{\alpha} M (C_n(\alpha, M) + d_n \delta_n) \cos \alpha + q, \\ \dot{q} = K_q M^2 (C_m(\alpha, M) + d_m \delta), \\ \dot{\eta} = K_{\eta} M^2 (C_{\eta}(\alpha, M) + d_{\eta} \delta), \end{cases}$$

где α – угол атаки, q – угловая скорость тангажа, η – нормальная перегрузка (управляемая переменная), управляющее воздействие – отклонение хвостового оперения. Автопилот должен обеспечить отслеживание поступающего

³ *Lockheed Martin X-33* проектировался как непильтируемый суборбитальный космический самолет для демонстрации технологий, разработанных в 1990-х гг. в рамках финансируемой правительством США “Инициативы по запуску космического корабля”. *X-33* являлся технологическим демонстратором для орбитального космического самолета *VentureStar*, который планировалось создать как коммерческую многоразовую ракету-носитель следующего поколения.

⁴ Фактически, это разновидность известных алгоритмов случайного поиска с обучением [32].

⁵ Заметим, что используемая в [30, 33] и в других зарубежных публикациях система обозначений международного стандарта по динамике полета ISO 1151 [34] отличается от отечественного ГОСТ 20058-80 [35].

от алгоритма наведения задающего воздействия по перегрузке η_c , M – значение числа Маха, остальные символы обозначают параметры модели, величины K_α , K_α , K_α считаются постоянными. Привод рулей высоты моделируется уравнениями второго порядка. (Заметим, что по уравнениям системы этого не видно; привод представляется безынерционным.) Далее, для получения относительного порядка [25, 36] модели равного двум, и последующего выполнения линеаризации вход–выход, подъемная сила рулей считается несущественной и уравнение для перегрузки в (3.8) записывается в виде $\eta = K_\eta M^2 C_\eta(\alpha, M)$. При синтезе регулятора со скользящим режимом поверхность скольжения задается через переменную

$$(3.9) \quad s = \dot{e} + 2ce + c^2 \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad e = \eta - \eta_c,$$

где $c > 0$ – выбираемый при синтезе параметр, см. [25, § 4.3; 37]. Для снижения колебаний “дребезга” (*chattering*), релейная характеристика в законе управления заменяется насыщением (по мнению авторов обзора, такая замена снижает частоту колебаний, но приводит к увеличению их амплитуды). Авторами [30] отмечено, что робастность по отношению к вариациям параметров объекта и устойчивость системы обеспечиваются, однако это достигается за счет высокого коэффициента регулятора, а также снижения качества переходных процессов. Поэтому в [30] разрабатывается “улучшенный” регулятор со скользящими режимами с использованием нелинейного наблюдателя для оценки неизвестных возмущений. С этой целью модель объекта представляется в виде аффинной по управлению системы

$$(3.10) \quad \dot{x} = f(x) + g(x)u + h(x)d,$$

где

$$x = [\alpha, q]^T, \quad d = [d_\alpha, d_q]^T.$$

Для поиска наилучших значений параметров регулятора и наблюдателя при синтезе алгоритма управления используется генетический алгоритм. Изложение иллюстрируется примером моделирования с 25 % отклонением параметров от номинальных, из которого следует, что вид процесса управления с наблюдателем возмущений лучше, чем у традиционной системы со скользящим режимом. Использование в законах управления (как в исходном, так и в модифицированном) второй производной от задающего воздействия по перегрузке $\ddot{\eta}_c$ может привести к сложности в реализации, если, как принято в задачах слежения, задающее воздействие заранее не известно.

Публикация [38] посвящена задаче робастного управления продольным движением гиперзвуковых транспортных средств с воздушно-реактивным двигателем (*airbreathing hypersonic vehicle*, AHV) при несогласованных возмущениях с помощью метода управления на основе нелинейного наблюдателя возмущений (*nonlinear-disturbance-observer-based control*, NDOBC). По мнению авторов [38], в сравнении с другими робастными методами управления полетом предлагаемому методу свойственны не только многообещающие

характеристики устойчивости и подавления возмущений, но и свойство восстановления номинальных характеристик. Для теоретического анализа используется достаточно общая нелинейная модель аффинного по управлению объекта

$$(3.11) \quad \dot{x} = f(x) + g(x)u + p(x)w, \quad y = h(x),$$

где $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^m$, $w(t) \in \mathbb{R}^n$, $y(t) \in \mathbb{R}^m$ – векторы состояния, управления, возмущений и выхода соответственно $f(x)$, $g(x)$, $p(x)$, $h(x)$ – гладкие векторные и матричные поля в \mathbb{R}^n .

В [38] используется стандартная модель движения центра масс ЛА в продольной плоскости, см., например [39], с линейной моделью второго порядка двигателя и безынерционной моделью привода руля высоты. Аэродинамические коэффициенты взяты из [37]. Неизвестные возмущения входят аддитивно в каждое из уравнений системы, а параметрическая неопределенность вводится в аэродинамические коэффициенты в процентах от номинального значения (до 25 % по каждому коэффициенту). Полная нелинейная модель седьмого порядка разбивается на две подсистемы вида (3.11), описывающие изменение скорости (третьего порядка) и динамику углового движения ЛА (порядка 4). Отмечается, что возмущения для данной модели несогласованные [40], что приводит к необходимости разработки специальных подходов. Дальнейшее изложение строится на предположении о том, что приведенные к аддитивной форме возмущения дважды дифференцируемы. Используя результаты [41–43], в работе [38] строится нелинейный наблюдатель с конечным временем переходного процесса для оценивания состояния системы и возмущений. Далее полученные оценки используются в законе слежения за задающими воздействиями y_{r1} , y_{r2} по скорости и угловому положению, компенсирующем несогласованные возмущения $w(t)$. Результаты иллюстрируются моделированием.

Подход к адаптивному управлению по выходу классом нелинейных систем с векторными входами и выходами (*Multiple-Input, Multiple-Output*, МИМО) описан и проиллюстрирован на примере квадрокоптера в [44]. Предлагаемый подход основан на принципе высокого коэффициента усиления (англ. – *high-gain principle*) и использует так называемый “метод последовательного компенсатора” [25, 45, 46]. Регулятор строится на основе декомпозиции математической модели объекта управления (ОУ). В применении к квадрокоптеру это соответствует рассмотрению уравнений динамики МИМО системы с шестью степенями свободы для координат центра масс и углов Эйлера и векторным тяговым усилием четырех управляемых пропеллеров⁶. Далее в эти уравнения вводятся так называемые “виртуальные управления”, связанные с управляющими силами через тригонометрические функции от углов Эйлера. Принято, что внешние ветровые возмущения изменяются медленно и поэтому могут рассматриваться (и компенсироваться) как неопределенные параметры. В результате преобразования МИМО система разбивается на шесть независимых подсистем со скалярными входами и выходами (англ. – *Single-Input*,

⁶ В [44] использованы стандартные уравнения динамики квадрокоптера с невысказанными при описании углового движения предположениями о малости углов крена, тангажа, а также угловых скоростей относительно осей связанной системы координат.

Single-Output, SISO), для которых формируются виртуальные управления, которые затем обратным преобразованием пересчитываются в управляющие силы.

Авторы [47] используют наблюдатель возмущений для снижения влияния нагрузок от порывов ветра для упругого высотного самолета большой выносливости (*high-altitude long-endurance aircraft*, HALE aircraft). Используется нелинейная модель динамики аппарата с исходным линейным законом управления, разработанным методом обращения нелинейной динамики. Локальные фильтры оценки возмущений (*disturbance estimating filters*, DEF) предназначены для оценки и смягчения воздействия возмущений с использованием пар датчиков – исполнительных устройств самолета (например, датчик скорости рыскания – руль направления). Отдельные фильтры являются наблюдателями возмущений с одним входом и одним выходом для снижения нагрузки от порывов ветра (*disturbance observers for gust-load alleviation*, DOGLA), и объединяются затем в развязанную многосвязную систему (*decoupled multi-input multi-output*, D-MIMO) DOGLA. D-MIMO DOGLA содержит SISO DOGLA, предназначенные для устранения влияния порывов ветра на скорости углов крена, тангажа и рыскания самолета, а также на упругие колебания крыльев. Результаты моделирования системы с нелинейной упругой моделью самолета *HALE* демонстрируют, что D-MIMO DOGLA успешно снижает влияние на самолет порывов ветра для различных режимов полета. Структура основного контура управления с фильтрами оценки возмущений DEF аналогична описанной в [48, 49]; в качестве $Q(s)$ используется фильтр нижних частот (апериодическое звено первого порядка) с частотой среза 1000 рад/с, на вход которого поступает сумма сигнала управления и сигнала измерений, пропущенного через инверсную передаточную функцию (ПФ) объекта управления, см. описание в [1, раздел 3]. Как и в [48], фильтр, оценивающий возмущения, содержит нулевой полюс для точной компенсации постоянных возмущений (другими словами – для обеспечения астатизма первого порядка по возмущениям, [50]). Заметим, что столь широкая полоса пропускания фильтра, выходящая за область частот, в которой принята модель может считаться адекватной, вызывает сомнение в практической значимости рассмотренного примера.

Авторами [51] выполнен синтез адаптивного регулятора положением и высотой беспилотного летательного аппарата (БПЛА) типа “квадротор”, который подвергается воздействию ветра. При синтезе регулятора предполагается, что общая масса, тензор инерции, длина плеч квадротора и коэффициенты тяги и сопротивления гребных винтов, прикрепленных к квадротору, неизвестны. Как обычно, ветровые возмущения представляются суммой n синусоидальных функций $v_i(t)$, $i = 1, \dots, n$, с неизвестными частотами, амплитудами и фазами. Составляющие возмущения представляются выходами линейных экзосистем вида

$$(3.12) \quad \dot{z}(t) = Sz(t), \quad d(t) = v^T z(t), \quad z(0) = z_0,$$

где $z(t) \in \mathbb{R}^{2n+1}$, матрица S зависит от неизвестных частот ветровых возмущений $d(t)$, а их амплитуды и фазы определяются через неизвестные начальные условия z_0 . Согласно [13] ветровые возмущения параметризуются

следующим образом:

$$(3.13) \quad \dot{\chi}(t) = G\chi(t) + Lv(t),$$

$$(3.14) \quad v(t) = \beta^T \chi(t),$$

где G – гурвицева матрица порядка $(2n - 1)$, матрица L образует с G управляемую пару, а новые переменные χ связаны с z невырожденным преобразованием $\chi = Mz$, где матрицы M порядка $(2n - 1)$ удовлетворяют уравнению Сильвестра $MS - GM = Lh^T$, а $\beta^T = h^T M^{-1} \in \mathbb{R}^{2n+1}$. Таким образом, как следует из (3.14), неизвестные возмущения $v_i(t)$ получаются произведением неизвестного постоянного вектора β^T и неизвестной вектор-функции $\chi(t)$, для оценки которых в [51] используется наблюдатель, встроенный в закон управления.

4. Применение к задачам управления роботами-манипуляторами

В [52, 53] излагается и экспериментально демонстрируется в применении к манипуляционным роботам метод синтеза сервоприводов, основанный на использовании так называемых *регуляторов с двумя степенями свободы* (*two degrees of freedom*, TDOF). Особенностью таких систем является возможность независимо задавать реакцию на задающее воздействие и характеристики замкнутого контура с помощью двух параметров (двух передаточных функций), принадлежащих к кольцу устойчивых и правильных⁷ рациональных функций. Такой регулятор представляет собой классическую структуру с последовательным корректирующим звеном в цепи главной обратной связи с ПФ $W_1(s)$ и местной обратной связью по выходу объекта с ПФ $W_2(s)$, см. [1, раздел 5; 50, 54]. Сигнал управления u на выходе регулятора формируется в виде

$$(4.1) \quad u = W_1(s)e - W_2(s)v,$$

где $v = y + \zeta$ – сигнал измерений выхода ОУ; $y(t)$ – выход ОУ, подлежащий управлению; $\zeta(t)$ – шум (погрешность) измерения; $e(t) = r(t) - v(t)$ – сигнал рассогласования; $r(t)$ – задающее (командное) воздействие. Если исходить из структуры с оценкой возмущений инверсией ПФ объекта и их последующей компенсацией (см., например, [49, 55, 56], а также [1, раздел 3]), то эквивалентные ПФ в (4.1) получаются в виде

$$(4.2) \quad W_1(s) = \frac{\Phi_r^y(s)}{1 - \Phi_r^y(s)} \frac{1}{P_n(s)(1 - Q(s))},$$

$$W_2(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)(1 - Q(s))},$$

где $\Phi_r^y(s)$ – желаемая ПФ замкнутой системы по задающему воздействию, $Q(s)$ – подлежащая нахождению при синтезе ПФ корректирующего звена

⁷ Proper – “правильная”, что часто неточно переводится как “собственная”.

(фильтра)⁸. Таким образом, синтез регулятора (4.1), согласно [52, 53], состоит в выборе желаемой ПФ $\Phi_r^y(s)$ и определению, исходя из требований устойчивости замкнутой системы, строго-правильной устойчивой ПФ $Q(s)$. В [52, 53] приведены условия разрешимости задачи и процедура синтеза.

В [53] данный метод применен и экспериментально исследован для управления двигателем постоянного тока в электроприводе и пространственными траекториями движения робота-манипулятора с шестью сочленениями.

В [57] управление со скользящим режимом рассмотрено в применении к нелинейным системам управления общего вида. Отмечено, что обычный метод скользящих режимов требует знания верхних границ возмущений и неопределенностей модели системы для обеспечения устойчивости, что не всегда доступно. Предлагается использовать процесс оценки для этих динамических возмущений совместно с использованием скользящих режимов – “управление со скользящим режимом с оценкой возмущения” (*sliding mode control with perturbation estimation*, SMCPЕ). Авторы [57] утверждают, что в статье предлагается метод робастного управления с обратной связью, обладающий, при медленно меняющихся возмущениях, гораздо более низкими коэффициентами усиления по сравнению с обычными системами в скользящем режиме. В качестве примера в [57] на результатах моделирования продемонстрировано применение предложенного метода управления для двухзвенного плоского манипулятора.

В [58] предлагается метод оценки силы для управления силовым воздействием при отсутствии датчика силы. С этой целью для каждого сустава манипулятора, имеющего n степеней свободы, вводится наблюдатель возмущения. Это дает возможность использовать простую эквивалентную модель динамики робота (*simple equivalent robot dynamics*, SERD) в виде системы независимых двойных интегралов.

В качестве исходной модели робота-манипулятора в [58] используются стандартные уравнения динамики

$$(4.3) \quad M(q)\ddot{q} + c(q, \dot{q}) + q(q) + f(\dot{q}) = \tau,$$

где $M(q)$ – матрица инерции порядка n , $c(q, \dot{q})$, $q(q)$, $f(\dot{q})$ – соответственно n -мерные векторы кориолисовых и центробежных сил, сил тяжести и трения; $\tau = [\tau_1 \dots \tau_n]^T \in \mathbb{R}^n$ – вектор крутящих моментов, приложенных к суставам робота-манипулятора; q , \dot{q} , \ddot{q} – n -мерные векторы угловых положений, скоростей и ускорений соответственно. Уравнения динамики (4.3) записываются в виде

$$(4.4) \quad \bar{M}(q)\ddot{q} + \tau_d(q, \dot{q}, \ddot{q}) = \tau,$$

где $\bar{M} \equiv \text{diag} \{ \bar{M}_{11} \dots \bar{M}_{nn} \}$ – диагональная матрица порядка n , у которой \bar{M}_{ii} – постоянные номинальные инерционные члены относительно i -й оси, которые могут быть приблизительно оценены в результате активного эксперимента (например, по частотным характеристикам) с фиксацией всех

⁸ ПФ $W_1(s)$ вида (4.2) отличается от приведенной в [1, раздел 3, уравнение (3.2)] наличием в ней множителя $\Phi_r^y(s)/(1 - \Phi_r^y(s))$, который в [1] представлен последовательной ПФ регулятора $R(s)$.

приводов за исключением i -го и в работе предполагаются известными; $\tau_d(q, \dot{q}, \ddot{q}) \equiv [\tau_{1d} \dots \tau_{1d}]^T \in \mathbb{R}^n$ – вектор “эквивалентных возмущений”, определенный через (4.3), (4.4) в виде

$$(4.5) \quad \tau_d(q, \dot{q}, \ddot{q}) = (M(q) - \bar{M}(q)) \ddot{q} + c(q, \dot{q}) + q(q) + f(\dot{q}).$$

Если $\tau_d(q, \dot{q}, \ddot{q})$ получено, то движения по каждой оси можно развязать (рассматривать независимо), устраняя эквивалентное возмущение. Это возмущение можно получить с помощью наблюдателя возмущений, см. [52, 59]. Полученная оценка эквивалентных возмущений по стандартной схеме (см. [1, рис. 1]) подается аддитивно к сигналу управления. Применение этого приема к каждому суставу манипулятора дает возможность рассматривать робот как простую эквивалентную динамическую систему вида

$$(4.6) \quad \bar{M} \ddot{q} = \tau.$$

Для оценки выхода наблюдателя возмущений, вызванных внутренним крутящим моментом, разработан оценщик выхода наблюдателя возмущений (*disturbance observer output estimator*, DOOE), в котором неопределенные параметры робота-манипулятора настраиваются градиентным методом, минимизирующим значение заданного показателя качества в виде квадратичной формы от ошибки между выходом наблюдателя возмущения и DOOE.

В отсутствие внешней силы выход наблюдателя возмущений можно записать в виде

$$(4.7) \quad \tau_d = W(q, \dot{q}, \ddot{q})\varphi + \nu,$$

где $\varphi \in \mathbb{R}^r$ – вектор неизвестных параметров, $W(q, \dot{q}, \ddot{q})$ и ν – соответственно матрица размера $n \times r$ и n -мерный вектор, зависящие от параметров суставов робота [60]. Внешняя сила, если присутствует, оценивается по разности между выходом наблюдателя возмущения и наблюдателя DOOE, так как выход наблюдателя возмущения включает в себя величину внешнего вращающего момента, а также и внутреннего вращающего момента, который оценивается по выходу DOOE.

Выход DOOE может быть представлен как

$$(4.8) \quad \hat{\tau}_d = (\hat{M}(q(q)) - \bar{M}) \ddot{q} + \hat{c}(q, \dot{q}) + \hat{g}(q) + \hat{f}(q) = W(q, \dot{q}, \ddot{q})\hat{\varphi} + \nu,$$

где $\hat{\varphi}$ – оценка вектора неизвестных параметров. Для их настройки используется сигнал ошибки $\tilde{\tau}_d = \tau_d - \hat{\tau}_d$ между выходами наблюдателя возмущений и наблюдателя DOOE, который используется в локальном целевом функционале $J = 1/2 \|\tilde{\tau}_d\|^2$. Процедура метода скоростного градиента, описанная в [5–8, 25], для такого функционала приводит к алгоритму идентификации

$$(4.9) \quad \dot{\hat{\varphi}} = -\Gamma W(q, \dot{q}, \ddot{q})^T \tilde{\tau}_d$$

с некоторой положительно определенной матрицей коэффициентов усиления $\Gamma = \Gamma^T > 0$ порядка r (в [58] считается, что матрица Γ диагональная; как

следует из метода скоростного градиента [5–8, 25], это требование можно не учитывать).

При контакте манипулятора с окружением выход наблюдателя возмущений включает вектор $\tau_e \in \mathbb{R}^n$ момента внешних воздействий:

$$(4.10) \quad \hat{\tau}_d = \left(\hat{M}(q(q)) - \bar{M} \right) \ddot{q} + \hat{c}(q, \dot{q}) + \hat{g}(q) + \hat{f}(q) + \tau_e.$$

Оценка $\hat{\tau}_e$ внешнего момента получается как разность $\hat{\tau}_e = \tau_d - \hat{\tau}_d$, на основе чего с использованием матрицы Якоби $J(q)$ строится оценка \hat{f}_e внешней силы f_e :

$$(4.11) \quad \hat{f}_e = (J(q)^T)^{-1} \hat{\tau}_e.$$

Эта оценка используется в гибридном регуляторе обратной связи с управлением положением и усилием.

Для демонстрации эффективности предложенного метода в [58] приведены примеры моделирования и результаты экспериментальных исследований на двухстепенном роботе-манипуляторе с прямым приводом SCARA.

Модификация наблюдателей возмущений для управления манипуляторами с n степенями свободы рассматривается в [61], где предложен так называемый “наблюдатель возмущения с обратной связью по моменту” (*momentum feedback disturbance observer*, MFDOB). В [61] используется модель последовательного (*serial*) манипулятора, действующего в m -мерном пространстве декартовых координат,

$$(4.12) \quad \tau = H(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) + \tau_d,$$

где $\tau \in \mathcal{T} \subset \mathbb{R}^m$ – обобщенный вектор моментов в сочленениях, $H(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $H(q) = H(q)^T > 0$ – матрица инерции, слагаемое $C(q, \dot{q})\dot{q} \in \mathbb{R}^n$ соответствует кориолисовым и центробежным моментам, $g(q) \in \mathbb{R}^n$ – вектор гравитационных моментов, τ_d – обобщенный возмущающий момент, который, кроме собственно возмущений, и моментов сил трения в сочленениях, учитывает и отклонения параметров манипулятора от принятых в расчетной модели (4.12) “номинальных” значений. Этот момент подлежит оцениванию и компенсации. Основываясь на [62] (см. также [1, раздел 2]), вводится модель возмущений

$$(4.13) \quad \dot{w} = Aw, \quad \tau_d = Fw,$$

где $A \in \mathbb{R}^{d \times d}$, $F \in \mathbb{R}^{n \times d}$ – матрицы, выбираемые при синтезе. Определим новую переменную $p = H(q)\dot{q}$ и вектора состояния расширенной системы $z = \text{col}\{p, w\}$ уравнения (4.12), (4.13) приводятся к виду

$$(4.14) \quad \begin{cases} \dot{z}_1 = -Fz_2 + \tau^*, & p = z_1, \\ \dot{z}_2 = Az_2, \end{cases}$$

где $\tau^* = \tau + C^T(q, \dot{q}) - g(q)$. В [61] принято, что переменные q, \dot{q} измеряются, поэтому сигнал p может быть вычислен и принимается за измеряемый выход

системы (4.14), для которой стандартным образом получается наблюдатель состояния пониженного порядка для оценки возмущения τ_d

$$(4.15) \quad \dot{\nu} = (A - LF)\nu - (A - LF)Lp + L\tau^*, \quad \hat{\tau}_d = F(\nu + Lp),$$

где $\nu \in \mathbb{R}^d$ – вектор состояния, а $L \in \mathbb{R}^{d \times n}$ – матрица коэффициентов усиления наблюдателя.

Работоспособность предлагаемого закона управления экспериментально продемонстрирована в [61] на трехзвенном планарном манипуляторе с прямым приводом. Каждый двигатель манипулятора приводится в действие усилителем, который использует внутреннюю обратную связь по току. Взаимное положение измеряется кодером высокого разрешения, скорость вычисляется путем численного дифференцирования с фильтрацией. В качестве управляющего компьютера использован Pentium MMX-200 MHz PC, частота квантования составила 1 кГц. Эксперименты показали определенное превосходство в качестве процессов управления по сравнению с системой, в которой наблюдатель возмущений не используется.

В [63] предлагается наблюдатель нелинейных возмущений для роботизированных манипуляторов. Гарантируется глобальная экспоненциальная устойчивость наблюдателя возмущения за счет выбора параметров, зависящих от максимальной скорости перемещения и физических характеристик манипулятора. Предлагается применение наблюдателя для различных целей, таких как компенсация трения, независимое управление суставами, контроль вращающего момента в отсутствие датчиков и диагностика неисправностей. Приведена иллюстрация оценки трения и его компенсации в двухзвенном роботизированном манипуляторе.

Для простоты изложения в [63] рассматривается стандартная модель двухзвенного манипулятора

$$(4.16) \quad J(\theta)\ddot{\theta}(t) + G(\theta, \dot{\theta}) = T(t) + d,$$

где $\theta(t) \in \mathbb{R}^2$, $\dot{\theta}(t) \in \mathbb{R}^2$ и $T(t) \in \mathbb{R}^2$ – перемещение, скорость и вектор управления соответственно, $d(t) \in \mathbb{R}^2$ – вектор возмущающих сил или моментов. Ставится задача синтеза наблюдателя, вырабатывающего оценку $\hat{d}(t)$ возмущения $d(t)$, асимптотически стремящуюся к $d(t)$ при всех $\theta(t)$, $\dot{\theta}(t)$ и $t \in [t_0, \infty)$. Относительно физического смысла переменных в правой части (4.16), в [63] отмечено, что: “Когда в модели рассматривается только динамика звеньев [манипулятора], то управляющим входом T является или момент, или сила, а $d \in \mathbb{R}^2$ есть векторный возмущающий момент или сила... Когда уравнения динамики первого порядка двигателя постоянного тока включены в указанную модель, T является векторным напряжением, приложенным к двигателям, а не вектором моментов. В результате момент возмущений также эквивалентен возмущению напряжений, приложенных к двигателям. Соответственно в этом случае d есть возмущающее напряжение.” Таким образом, физическая природа возмущения d может быть различной, кроме того, это возмущение может считаться следствием влияния “немоделируемой динамики” (англ. – *unmodeled dynamics*) – невозможности описания поведения ре-

альной системы на основе принятой математической модели с достаточной точностью.

В качестве исходного в [63] предлагается наблюдатель возмущения вида

$$(4.17) \quad \dot{\hat{d}} = -L(\theta, \dot{\theta})\hat{d} + L(\theta, \dot{\theta})(J(\theta)\ddot{\theta} + G(\theta, \dot{\theta}) - T)$$

с некоторой выбираемой при синтезе матрицей $L(\theta, \dot{\theta})$. Далее в [63] указано: “Поскольку нет априорной информации о производной от возмущения d , естественно предположить, что $\dot{d} = 0$.” (С точки зрения авторов обзора, естественность этого предположения сомнительна.) На основе этого в [63] показан очевидный факт, что если взять $L(\theta, \dot{\theta}) = \text{diag} \{c, c\}$, где $c > 0$, то ошибка оценивания $e(t) = \hat{d}(t) - d \in \mathbb{R}^2$ асимптотически затухает. Действительно, при указанных условиях каждая компонента ошибки оценивания $e(t) \in \mathbb{R}^2$ описывается импульсной характеристикой аperiodического звена первого порядка [50]. Далее, в [63] отмечено, что поскольку ускорение $\ddot{\theta}(t)$ в большинстве манипуляционных роботов не измеряется, то практическая реализация наблюдателя (4.17) затруднена, но он используется в работе в качестве исходного для построения нелинейного наблюдателя. С этой целью вводится вспомогательная вектор-функция

$$(4.18) \quad z = \hat{d} - p(\theta, \dot{\theta}),$$

где $p(\theta, \dot{\theta}) \in \mathbb{R}^2$ подлежит определению при синтезе. Далее принято, что функция $L(\theta, \dot{\theta})$ в (4.17) удовлетворяет нелинейному уравнению

$$(4.19) \quad L(\theta, \dot{\theta})J(\theta)\ddot{\theta} = \begin{bmatrix} \frac{\partial p(\theta, \dot{\theta})}{\partial \theta} & \frac{\partial p(\theta, \dot{\theta})}{\partial \dot{\theta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix},$$

откуда с учетом (4.18) следует, что

$$(4.20) \quad \dot{z} = -L(\theta, \dot{\theta})(z + p(\theta, \dot{\theta})) + L(\theta, \dot{\theta})(G(\theta, \dot{\theta}) - T).$$

В итоге, нелинейный наблюдатель возмущений описывается уравнениями (4.19), (4.20) и

$$(4.21) \quad \hat{d} = z + p(\theta, \dot{\theta}).$$

Для затухания ошибки оценивания $e(t)$ требуется выбором $L(\theta, \dot{\theta})$ обеспечить устойчивость уравнения $\dot{e}(t) = -L(\theta, \dot{\theta})e(t)$, что в свою очередь налагает требования к выбору $p(\theta, \dot{\theta})$. Эта, в общем случае сложная, задача может быть решена с учетом специфики уравнений двухзвенных манипуляторов. В [63] доказано, что функция $p(\theta, \dot{\theta})$ вида

$$(4.22) \quad p(\theta, \dot{\theta}) = c \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_1 + \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}$$

при $c > X\dot{\theta}_{2m}$ обеспечивает глобальную асимптотическую устойчивость наблюдателя (4.19)–(4.21). Здесь $\dot{\theta}_{2m}$ – максимальная скорость движения второго звена, X – параметр инерции манипулятора. При таком выборе имеет место равенство

$$(4.23) \quad L(\theta, \dot{\theta}) = c \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} J(\theta)^{-1}.$$

Работа [63] иллюстрируется разнообразными результатами моделирования и экспериментальных исследований, показывающих применимость предложенного подхода.

В [64] представлен алгоритм адаптивного управления с итеративным обучением, основанный на процедуре оценивания возмущений с использованием фильтра Калмана и оптимизации квадратичного критерия. Управление с итеративным обучением (УИО, англ. – *Iterative Learning Control*, ILC) является хорошо разработанным методом управления повторяющимися процессами [65–67]. Отмечено, что цель управления с итеративным обучением состоит в том, чтобы итеративно найти входной сигнал системы, минимизирующий некоторую целевую функцию. В формулировке подавления возмущения $d(t)$ требуется минимизировать модуль вызванной им ошибки. Если система известна и обратима, а возмущение приложено аддитивно к выходу объекта и тоже известно, то очевидным подходом будет фильтрация $d(t)$ через инверсную систему и использование результирующего сигнала в качестве управления $u(t)$. Для описания системы в [64] используется номер итерации $k = 0, 1, \dots$, который обозначается нижним индексом у переменных, а аргументом в круглых скобках указывается (целочисленное) дискретное время $t \in [0, \dots, n]$. Вводится модель ОУ в матричной форме

$$(4.24) \quad z_k = G^0 u_k + d_k, \quad y_k = z_k + n_k,$$

$$(4.25) \quad d_{k+1} = d_k + \Delta_{d_k},$$

где $z_k, u_k, d_k, y_k, n_k, \Delta_{d_k} \in \mathbb{R}^n$, $G^0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$. Вектор состояния ОУ (с учетом возмущения d_k) определен как $z_k = [z_k(0) \ \dots \ z_k(n-1)]$. Принято, что возмущение d_k и “шум измерений” n_k – случайные процессы с ковариационными матрицами для Δ_{d_k} и n_k , равными $R_{\Delta_{d,k}}$ и $R_{n,k}$ соответственно. Учитывая (4.25) и представив модель ОУ с матрицей системы $G^0 = G(I + \Delta_G)$, где Δ_G – матрица относительной ошибки модели, (4.24) можно записать в виде

$$(4.26) \quad z_{k+1} = z_k + G(u_{k+1} - u_k) + G\Delta_G(u_{k+1} - u_k) + \Delta_{d_k}, \quad y_k = z_k + n_k.$$

Последние два слагаемых в первом уравнении (4.26) можно рассматривать как возмущения, так как они оба неизвестны. Однако видно, что первое слагаемое зависит от разницы между двумя последовательными управляющими сигналами. Если неопределенность модели мала или процесс обновления управляющего сигнала медленный, то это слагаемое будет иметь небольшое влияние на поведение системы.

Для системы (4.26), в предположении отсутствия корреляции между Δ_{d_k} и n_k , стандартным образом строится фильтр Калмана [68]. Далее решается

оптимизационная задача для УИО системы (4.24) с использованием квадратичного критерия $J_k = z_k^T W_z z_k + u_k^T W_u u_k$. После некоторых преобразований и упрощающих предположений в [64] выведен алгоритм управления

$$u_{k+1} = \left(I - (I + W_u^{-1} G^T W_z G)^{-1} K_k \right) u_k - W_u^{-1} G^T W_z (I + G W_u^{-1} G^T W_z)^{-1} K_k y_k.$$

Далее в [64] дается адаптивное расширение алгоритма калмановской фильтрации, при котором значение K_k зависит от меры изменчивости возмущения, полученной через матрицу P_k . Показано, что с учетом возмущений в измерениях результирующие фильтры итеративного управления обучением изменяются в процессе итераций.

В [64] приводятся результаты экспериментов, выполненных на промышленном роботе IRB1400. Робот имеет в шесть степеней свободы, но для трех суставов итеративное обучение не применялось. Каждый из суставов моделируется как оператор передачи от управляющего входа УИО к измеряемому положению двигателя робота, то есть в виде G_0 в (4.24). Отмечено, что G_0 фактически является замкнутой системой благодаря регулятору в обратной связи, который работает параллельно с УИО. Благодаря этому замкнутая система между задающим воздействием и измеренным угловым положением может быть описана с использованием дискретной линейной модели невысокого порядка (в [64] использована модель первого порядка). Точность повторения одной и той же задачи для IRB1400 очень высока, поэтому считается, что исходная ошибка одинакова на каждой итерации. Выполненные эксперименты продемонстрировали успешное применение предложенного алгоритма.

Блочная процедура синтеза обратной связи для управления положением конечной точки манипулятора с электроприводом представлена в [69, 70]. Использована модель жесткого манипулятора

$$(4.27) \quad \ddot{q} = H^{-1}(q)(v - C(q, \dot{q})\dot{q} - G(q) + \eta(t)),$$

$$(4.28) \quad \dot{v} = -Av - D\dot{q} + Bu,$$

где $q \in Q \subset \mathbb{R}^N$ – вектор обобщенных координат манипулятора; $H(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ – матрица инерции ($\det H \neq 0$ для всех $q \in Q$); $C(q, \dot{q}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ – матрица центробежных и кориолисовых сил; $G(q) \in \mathbb{R}^n$ – вектор гравитационных сил; $\eta(t) = \text{col} \{ \eta_1(t), \dots, \eta_t(t) \}$ – вектор неизвестных возмущений, которые считаются ограниченными кусочно-гладкими функциями от времени с ограниченными производными; $v \in \mathbb{R}^n$ – вектор моментов, развиваемых исполнительными механизмами. Подсистема (4.28) описывает динамику исполнительных электроприводов постоянного тока, где A, D, B – диагональные матрицы с известными положительными постоянными элементами; $u \in \mathbb{R}^n$ – управляющие напряжения, приложенные к якорным обмоткам двигателей. Измеряются обобщенные координаты $q(t)$ и якорные токи двигателей, преобразованные в моменты $v(t)$. Рассматривается задача синтеза разрывного управления u , обеспечивающего отслеживание задающего воздействия $g(t) \in \mathbb{R}^n$ выходными координатами $y = h(q) \in \mathbb{R}^n$ с заданной точностью с

учетом заданных ограничений на обобщенные моменты $v(t)$ и скорости их изменения. Диффеоморфной заменой локальных переменных выполняется переход к синтезу управления непосредственно относительно переменной $y(t)$ и ее производных. При синтезе используется изложенный в [71, 72] каскадный метод. При формировании управления используются *сигмоидные* функции $\sigma(x) = 2/(1 + e^{-kx}) - 1$, которые при достаточно большом k приближаются к разрывной функции $\text{sign}(x)$. Функции такого вида используются в [69, 70] и в наблюдателе пониженного порядка, служащего для оценки используемых для управления неизмеряемых переменных.

В [73] представлен подход к слежению рабочим органом робота-манипулятора за задающим воздействием. Используется общая модель динамики механической системы

$$(4.29) \quad \ddot{q} = \hat{f}(q, \dot{q}, t) + \hat{B}u(t) + \Delta f(q, \dot{q}, t) + \Delta Bu(t) + d(t),$$

где $q = [q_1, \dots, q_n]^T \in \mathbb{R}^n$ – вектор обобщенных координат; $d(t) \in \mathbb{R}^n$ – вектор ограниченных внешних возмущений; $u(t) \in \mathbb{R}^m$ – вектор управлений; $\hat{f}(q, \dot{q}, t)$, $\Delta f(q, \dot{q}, t)$ – известная и неизвестная вектор-функции, описывающие собственную динамику системы; $\hat{B}(q, t)$, $\Delta B(q, t)$ – известная и неизвестная матричные функции размера $n \times m$, причем считается, что матрица $B(q, t) = \hat{B}(q, t) + \Delta B(q, t)$, соответствующая “точной” динамике системы, – обратимая и ограниченная положительно определенная во всем пространстве состояний нелинейная функция. Аналогичное предположение делается и относительно $\hat{B}(q, t)$. Условия согласованности предполагаются выполненными, поэтому все неопределенные элементы объединяются выражением $\tilde{F} = \Delta f + \Delta Bu(t) + d(t)$ и (4.29) представляется в виде

$$(4.30) \quad \ddot{q} = \hat{f} + \hat{B}u(t) + \tilde{F}.$$

В итоге, модель обратной динамики системы имеет вид

$$(4.31) \quad u(t) = \hat{B}^{-1}\ddot{q} - \hat{B}^{-1}\hat{f} - \hat{B}^{-1}\tilde{F}.$$

В [73] предлагается закон управления

$$(4.32) \quad u(t) = \hat{B}^{-1} \left(\ddot{q} - \hat{f} - KS - \tilde{F}_{\text{est}} \right).$$

Он включает в себя: выход приблизительно известной обратной динамики системы $\ddot{q} - \hat{f}$ в качестве базовой части; оценку неопределенного слагаемого \tilde{F}_{est} , чтобы компенсировать немоделируемую динамику, внешние возмущения и изменяющиеся во времени параметры; ПИД-регулятор $u_{\text{PID}} = -\hat{B}^{-1}KS$, где $S = \dot{e} + 2\Lambda e + \Lambda^2 \int e dt$, используемый в качестве компоненты обратной связи для повышения устойчивости замкнутого контура и учета ошибки оценки неопределенностей. Здесь K – диагональная положительно определенная матрица коэффициентов усиления, выбираемая разработчиком, $e = q - q_d$ – векторная ошибка слежения за задающим воздействием $q_d(t)$. Оценка \tilde{F}_{est} вырабатывается градиентной процедурой идентификации $\dot{\tilde{F}}_{\text{est}} = \Gamma S$, $\Gamma = \Gamma^T > 0$ – параметр алгоритма.

Робастность и возможности предложенного подхода исследуются в [73] моделированием на примере робота с двумя степенями свободы.

В [74] предлагается метод управления со скользящим режимом на основе “множественной модели”, в котором снижение коэффициентов усиления наблюдателя и регулятора достигается уменьшением уровня параметрической неопределенности. Для этого компактный набор неизвестных параметров равномерно разбивается на конечное число меньших компактных подмножеств. Затем синтезируется система-кандидат со скользящим режимом, соответствующая каждому из этих меньших подмножеств. Производная функции Ляпунова-кандидата используется в качестве критерия переустановки для идентификации модели-кандидата, которая в каждый момент времени приближается к модели ОУ. Ключевая идея заключается в том, чтобы дать возможность оценкой параметров традиционной схемы управления с адаптивным скользящим режимом установить модель, которая наилучшим образом оценивает объект среди конечного набора моделей-кандидатов. Предлагаемый метод исследуется моделированием на двухступенном роботеманипуляторе.

В [75] рассматривается задача робастного отслеживания траектории для робота-манипулятора при наличии неопределенности и помехи. Предлагается использовать нейросетевое адаптивное управление со скользящим режимом (*neural network-based sliding mode adaptive control*, NNSMAC), представляющее собой комбинацию метода скользящего режима, аппроксимации нейронной сетью и адаптивного метода. В [75] отмечено, что предположение о доступности модели динамики робота-манипулятора не всегда выполнимо на практике, поэтому в алгоритм управления включается адаптивный нейросетевой наблюдатель, предназначенный для оценки скоростей звеньев.

Используется стандартное описание динамики n -звенного робота-манипулятора

$$(4.33) \quad M(q)\ddot{q} + V_m(q, \dot{q})\dot{q} + F\dot{q} + f_c(\dot{q}) + G(q) + \tau_d = \tau,$$

в которое входят: $M(q) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ – симметричная положительно определенная матрица инерции; матрица центробежных и кориолисовых сил $V_m(q, \dot{q})$; коэффициент вязкого трения F ; сухое трение $f_c(\dot{q})$; векторы гравитационных сил $G(q)$, ограниченных неизвестных возмущений τ_d и входного вращающего момента τ (соответственно).

Цель управления траекторией – на основе данных о $q(t)$ и желаемом процессе $q_d(t)$ разработать регулятор для мобильного робота (4.33), такой что для любого $q(0) \in \mathbb{R}^n$ и заданной функции $q_d(t)$ было выполнено $q(t) - q_d(t) \equiv e(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$. Для этого вводится вспомогательная переменная $\dot{q}_r(t) = \dot{q}_d(t) - \Lambda e$ с некоторой выбранной постоянной матрицей $\Lambda = \Lambda^T > 0$ и определяется скользящая переменная

$$(4.34) \quad s = \dot{q} - \dot{q}_r \equiv \dot{e} + \Lambda e.$$

Видно, что на скользящем режиме, когда $s(t) \equiv 0$, динамика ошибки слежения $e(t)$ определяется однородным уравнением $\dot{e} + \Lambda e = 0$.

Уравнения (4.33), (4.34) можно записать относительно s в виде

$$(4.35) \quad M(q)\dot{s} = -V_m s q + f(X) - \tau_d + \tau,$$

где X – вектор-столбец $X = \text{col} \{\ddot{q}_d, \dot{q}_d, q_d, \dot{q}, q\} \in \mathbb{R}^{5n}$. Функция $f(X)$ в (4.35) заменяется ее оценкой $\hat{f}(X)$, полученной аппроксимацией с помощью нейронной сети (НС): $\hat{f}(X) = \hat{W}^T \varphi(X)$, где \hat{W} – настраиваемая по адаптивному алгоритму весовая матрица НС, $\varphi(\cdot)$ – набор радиальных базисных функций [76].

Поскольку желательно обойтись измерением только положений, а не скоростей звеньев, уравнение (4.33) приводится к виду

$$(4.36) \quad \begin{cases} \dot{q} = p, \\ \dot{p} = H(q, p) - M^{-1}(q)\tau_d + M^{-1}(q)\tau, \end{cases}$$

где

$$H(q, p) = -M^{-1}(q)(V_m(q, p)p + Fp + f_c(p) + G(q)).$$

Функция $H(q, p)$ аппроксимируется настраиваемой НС в виде $\hat{H}(\hat{q}, \hat{p}) = \hat{W}_0^T \varphi_0(\hat{q}, \hat{p})$, и для полученной модели строится наблюдатель полного порядка. Этот наблюдатель входит в состав адаптивного закона управления с обратной связью по выходу со скользящим режимом на основе нейронной сети (*neural network-based sliding mode adaptive output feedback control*, NNSMAOFC). Методом Ляпунова показано, что ошибки отслеживания траектории и ошибки оценивания наблюдателя асимптотически стремятся к нулю. Эффективность разработанного NNSMAC, адаптивного наблюдателя на основе НС и NNSMAOFC иллюстрируется путем моделирования системы управления двухзвенным манипулятором.

Экспериментальному исследованию применимости активного подавления возмущения (*active disturbance rejection control*, ADRC) для управления манипуляционными роботами посвящена работа [77], в которой регулятор указанного типа используется для управления реалистичным устройством тренировок для реабилитации конечностей. Экспериментальные исследования проведены на лабораторной модели манипулятора, поведение которой напоминает реальную робототехническую реабилитационную установку [78]. Механическая часть установки “Манипулятор с изменяемой жесткостью” (*Changeable Stiffness Manipulator*, CSM) – манипулятор с одной степенью свободы, имеющий жесткое звено и гибкое сочленение. Возможность изменения жесткости полезна, например, чтобы лучше адаптировать роботов на ножках к различным и неизвестным условиям местности. В данной конструкции приводной ремень растягивается пружинами и нелинейно соединяет главный вал, имеющий угол поворота q_m , с антагонистической парой шкивов исполнительных механизмов с углами поворота q_1 , q_2 , жестко соединенных с управляемыми двигателями постоянного тока со способностью к восстановлению исходного положения. Пружины на холостых шкивах гарантируют правильное натяжение ремня на холостом ходу.

В [77] принята модель динамики рассматриваемой системы, см. [78],

$$(4.37) \quad \begin{cases} I_R \ddot{q}_1 + \xi_R \dot{q}_1 = \varphi_{1,2} - \varphi_{L,1} + \tau_1, \\ I_R \ddot{q}_2 + \xi_R \dot{q}_2 = \varphi_{2,L} - \varphi_{1,2} + \tau_2, \\ I_L \ddot{q}_L + \xi_L \dot{q}_L = \varphi_{L,1} - \varphi_{2,L} - \tau_{\text{ext}}, \end{cases}$$

где индексы R и L соответствуют элементам, связанным с рулевым приводом и звеном манипулятора соответственно; I_R, I_L – моменты инерции; ξ_R, ξ_L – коэффициенты вязкого трения; τ_{ext} – момент внешних сил, приложенных к установке; $\varphi_{L,1}$ – момент, действующий на шкив, прикрепленный к звену (q_L), вызванный пружиной с коэффициентом жесткости $K_{L,1}$; τ_1, τ_2 – моменты, развиваемые двигателями постоянного тока.

Вводятся переменная $\tau_s = (\tau_1 - \tau_2)/2$, представляющая собой момент, ответственный за изменение жесткости системы, и переменная $\tau_p = (\tau_1 + \tau_2)/2$ – момент, определяющий движение звена манипулятора. Эти моменты определяются по модели динамики двигателей постоянного тока

$$(4.38) \quad \tau_p = k_i(\bar{u}_p - k_e \dot{q}_p)/R, \quad \tau_s = k_i(\bar{u}_s - k_e \dot{q}_s)/R,$$

в которой \bar{u}_p, \bar{u}_s – управляющие напряжения, R, k_i, k_e – параметры двигателей.

С управленческой точки зрения, манипулятор с изменяемой жесткостью может выполнять две следующие задачи: изменение углового положения q_L , полученное одновременным движением обоих двигателей, которое приводит к изменению среднего положения валов двигателей $q_p = (q_1 + q_2)/2$; изменение относительного углового положения между валами для увеличения значения $q_s = (q_1 - q_2)/2$, что приводит к возрастанию жесткости системы.

Для применения метода активного подавления возмущений в [77] выполнена декомпозиция модели (4.37). Уравнения (4.37), (4.38) представляются в виде

$$(4.39) \quad \ddot{q}_s = f_s(\dot{q}_s, \varphi_s) + b_s \bar{u}_s,$$

где

$$f_s(\cdot) = \frac{-(\xi_R R + k_i k_e) q_s + \varphi_s R}{R I_R}, \quad b_i = \frac{k_i}{R I_R}.$$

Далее функция $f_s(\cdot) \in \mathbb{R}$ считается неизвестным результирующим возмущением, подлежащим оцениванию. Как и во многих других работах, это возмущение вводится как третья (“виртуальная”) компонента вектора состояния расширенного объекта, для которого строится наблюдатель состояния. Полученные с его помощью оценки используются при формировании компенсирующих возмущение сигналов управления.

В [77] представлены результаты различных экспериментальных исследований на лабораторном стенде CSM для проведения изометрических и изотонических тренировок.

5. Применение к задачам подавления узкополосных вибрационных колебаний

В [79] предлагается робастный метод управления с “составной нелинейной обратной связью” (*composite nonlinear feedback*, CNF), восходящий к публикации [80], для обеспечения быстрого и точного слежения для линейных систем, подверженных насыщению управляющего сигнала и возмущениям. Основная идея состоит в том, чтобы включить оценку и компенсацию возмущений в структуру исходного управления CNF, чтобы устранить установившуюся ошибку от возмущений и сохранить быстрые переходные характеристики исходного управления CNF. Показано применение метода для разработки закона управления для системы позиционирования серводвигателя постоянного тока. Результаты моделирования и эксперимента показывают, что метод [79] может обеспечить лучшие переходные характеристики и точность в установившемся режиме при отслеживании заданных воздействий и является более устойчивым к изменениям амплитуды возмущения и заданного значения по сравнению с управлением на основе интеграла в контуре управления.

Подавлению резонансных явлений в системах управления движением посвящена публикация [81]. Рассматривается модель, представленная двумя взаимосвязанными инерционными системами, которая часто используется в задачах управления движением для описания взаимодействия между двигателем и нагрузкой. Существенным при описании системы является наличие в пределах ее полосы пропускания неизвестной резонансной частоты. В [81] используется подход, при котором неточность в описании динамики системы рассматривается совместно с внешними возмущениями как некоторое общее возмущение, для оценки которого служит расширенный наблюдатель состояния (*extended state observer*, ESO) [82]. В [81] используется следующая модель двигателя, связанного упругим соединением с инерционной нагрузкой:

$$(5.1) \quad \ddot{y}_m + a_1 \ddot{y}_m + a_2 \dot{y}_m = b_0 \ddot{u} + b_1 \dot{u} + b_2 u + w,$$

где y_m – скорость вращения ротора двигателя, u – приложенный к нему управляющий момент, $w(t)$ – общее возмущение, включающее как сигнальную составляющую, так и неточности в описании динамики системы, в том числе ее резонансные свойства с неопределенной частотой собственных колебаний. Путем повторного интегрирования по времени модель (5.1) приводится к уравнению первого порядка $\dot{y}_m = b_0 u + f$, в котором функция $f(\cdot)$ включает как внешние возмущения, так и внутреннюю динамику и предполагается ограниченной. Это “полное возмущение” представляется как компонента x_2 вектора состояния системы второго порядка

$$(5.2) \quad \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0 u, & y_m = x_1, \\ \dot{x}_2 = \dot{f}, \end{cases}$$

для которой строится стандартный наблюдатель состояния второго порядка. Со ссылкой на [83, 84] указано, что ошибка оценивания ограничена при ограниченности производной от возмущения \dot{f} и величина ошибки обратно пропорциональна ширине полосы пропускания наблюдателя. Полученная оценка

возмущений используется для введения компенсирующего воздействия в статический закон управления. В качестве достоинства метода отмечается возможность использования простого описания объекта управления без знания его параметров (таких как момент инерции двигателя и резонансная частота). Очевидна недостаточная обоснованность подхода, вытекающая из указанного предположения об ограниченности \dot{f} , поскольку это “возмущение” зависит от переменных состояния системы, на которые, в свою очередь, влияет полученная оценка возмущения.

В [81] рассматривается также управление скоростью движения нагрузки. С этой целью вводится модель (и наблюдатель состояния) третьего порядка с ПД-регулятором в обратной связи. Приводятся многочисленные результаты моделирования и экспериментов по управлению скоростью через обратную связь двигателя на торсионном аппарате *Model 205* от *Education Control Products* (Bell Canyon, CA, USA). Алгоритм управления реализован с использованием пакета реального времени системы MATLAB (*Real-Time toolbox*), см. также [85].

Авторами [86] представлен прямой адаптивный алгоритм для подавления неизвестных нестационарных узкополосных помех, применяемый к установке для тестирования адаптивных регуляторов [87]. Задача состоит в том, чтобы минимизировать остаточную силу путем подачи соответствующего управляющего сигнала на инерционный привод при наличии множественных и/или неизвестных нестационарных возмущений. Алгоритм прямого адаптивного управления основан на принципе внутренней модели [88] и использует параметризацию Юлы–Кучеры (*Youla-Kučera*) [89]. В [86] предложено прямое адаптивное управление с обратной связью, эффективность которого оценена как моделированием, так и экспериментально. Для повышения робастности системы вводятся полосовые фильтры, формирующие функции чувствительности системы.

Как отмечено в [86], параметризация Юлы–Кучеры позволяет ввести в регулятор, реализующий прямое адаптивное управление (см., например [87, 90–94]), настраиваемую внутреннюю модель возмущений. Настройка происходит через изменение коэффициентов фильтра в контуре управления без пересчета параметров регулятора в “основном контуре” (*central controller*). Число настраиваемых параметров приблизительно равно порядку уравнения модели возмущений, следовательно размерность алгоритма адаптации зависит от сложности (порядка) модели возмущений, а не объекта управления. Основные проблемы, которые возникают при таком подходе, связаны с синтезом регулятора основного контура такого, чтобы для всех возможных амплитуд и частот возмущений в рассматриваемом диапазоне обеспечивалась достаточная робастность системы (в терминах запасов устойчивости по усилению и фазе, малости амплитудно-частотной характеристики вне области подавления входного сигнала). Проблема становится еще более сложной, когда есть несколько узкополосных возмущений, которые должны быть компенсированы одновременно, что характерно для используемой тестовой установки. Даже линейная модель установки с постоянными параметрами характеризуется двумя парами слабо-демпфированных нулей, расположенных весьма близко к области частот, в которой должно выполняться подавление

возмущений. В [86] изложена методология разработки регулятора основного контура для указанных условий.

Для установки, описанной в [87], представленной моделью в дискретном времени, в [95] разработан компенсатор подавления вибраций, выход которого имеет вид взвешенной суммы выходных сигналов устойчивых фильтров. Предложена идентификационная процедура для адаптивной настройки коэффициентов при неизвестном возмущении, а также инвариантный по времени компенсатор, обеспечивающий идеальное ослабление возмущения для случая, когда ошибка идентификации модели достаточно мала и частоты возмущения известны. Моделированием и экспериментально показано успешное подавление возмущения, представленного суммой до трех синусоидальных сигналов с неизвестными / изменяющимися во времени частотами.

6. Применение к задачам управления электротехническими и энергетическими системами

Применение наблюдателя возмущений для управления электрическим двигателем постоянного тока рассмотрено в публикации [96], в которой действующий на серводвигатель неизвестный и неизмеряемый момент нагрузки, возникающий, например, благодаря кулоновскому трению или действию силы тяжести, вводится в модель расширенного объекта управления и оценивается наблюдателем состояния. Синтез наблюдателя, как и всего регулятора, выполнен в дискретной области для реализации на 16-ти разрядном микропроцессоре. Приведены результаты численного анализа и экспериментов, выполнено сравнение с поведением системы со стандартным П-регулятором.

В [97] предложен подход к управлению с цифровой обратной связью инвертора с широтно-импульсной модуляцией, в котором достигается управление выходом за конечное число шагов [98] в сочетании с наблюдателем возмущения. В предложенной схеме расположения полюсов наблюдателя состояния и наблюдателя возмущения выбираются отдельно. Замечено, что когда в обоих наблюдателях использовано одинаковое расположение полюсов, экспериментальная установка имела тенденцию становиться неустойчивой из-за ошибки обнаружения. Посредством выбора различных положений полюсов удастся построить наблюдатель возмущения, быстро оценивающий возмущение и обеспечивающий подавление возмущения через прямую связь. Затем наблюдатель состояния оценивает переменные состояния в следующий момент выборки, и к номинальной системе применяется закон управления выходом за конечное число шагов. В [97] с помощью моделирования и экспериментов оцениваются преимущества и недостатки предложенного подхода с точки зрения применения в бесперебойных источниках питания (*uninterruptible power supply*, UPS).

Публикации [99, 100] посвящены синтезу и реализации регулятора следящей системы с дискретным временем для стола точного позиционирования, приводимого в действие двигателями с прямым приводом. Стол используется, например, для упаковки полупроводниковых элементов. Он может перемещаться с ускорением свыше 5g и точностью позиционирования на микронном уровне. В отличие от системы с шариковой винтовой передачей регу-

лятор в системе с прямым приводом должен обеспечивать высокий уровень подавления помех, избегая проблем из-за относительно медленной динамики электрической цепи двигателя и усилителя мощности. Предлагаемый в [99, 100] регулятор использует наблюдатель возмущения и пропорционально-дифференциальный (ПД) регулятор в канале обратной связи, а также регулятор слежения ошибок нулевой фазы и фильтр нижних частот нулевой фазы в прямой связи. В [100] рассматриваются два вида задач управления: слежение за задающим воздействием как некоторой функции времени и *контурное управление* (*contouring control*), задача которого – минимизировать разницу между пространственной траекторией, отслеживаемой задающими воздействиями, и пространственной траекторией, отслеживаемой выходом управляемой установки. Во многих случаях выбор между слежением и контурным управлением продиктован проблемами реализации. В регуляторе общего контура требуется связь в реальном времени между сервоприводами оси и, кроме того, коэффициенты усиления системы изменяются во времени, поскольку они зависят от пространственной траектории. За исключением некоторых высокопроизводительных регуляторов станков и роботов, требуемый уровень вычислительной мощности и связи редко доступен.

Для синтеза регулятора и исследования свойств системы в [100] используется номинальная модель объекта в дискретном времени, заданная передаточной функцией

$$(6.1) \quad G_n(z^{-1}) = \frac{z^{-4}b_0(1+z^{-1})}{1-2z^{-1}+z^{-2}},$$

где $z \in \mathbb{C}$ – аргумент дискретного преобразования Лапласа, во временной области соответствующий оператору упреждения [50], b_0 – параметр модели. При моделировании используется модель более высокого порядка.

Для обеспечения точности системы в [100] используется наблюдатель аддитивных управлению возмущений. При синтезе наблюдателя используется подход [52, 56, 101]. По мнению авторов [100], по сравнению с интегральным законом управления наблюдатели возмущений обеспечивают большую гибкость благодаря выбору порядка, относительной степени и полосы пропускания фильтров нижних частот. Авторы отмечают что, хотя техника введения состояния модели возмущения к традиционному наблюдателю состояния хорошо известна, см. например, [102], использование структуры наблюдателя возмущения из работ [52, 56] позволяет осуществлять простую и интуитивно ясную настройку усиления контура наблюдения возмущения и не зависит от коэффициентов обратной связи по состоянию. Предложенный закон управления экспериментально исследован с помощью процессора цифровой обработки сигналов (DSP-процессор) с частотой квантования 10 кГц при общей массе стола и полезной нагрузки 7,5 кг и ускорениями до 3g.

В [103] представлен синтез расширенного комплексного фильтра Калмана для измерения частоты энергосистемы. Теоретические результаты применены к стандартным тестовым сигналам, представляющим измерения наихудшего случая и условия сети в типичной энергосистеме. Предложенный алгоритм направлен на приложения реального времени, где шум измерений и

другие возмущения высоки. Приводятся результаты сравнения предлагаемого метода с результатами, полученными на реальном расширенном фильтре Калмана.

В [104] предлагается наблюдатель нелинейных возмущений для многопараметрических минимально-фазовых систем с произвольными относительными степенями. Рассматриваются модели вида

$$(6.2) \quad A(p)y(t) = B(p)u(t) + K(p)v(t),$$

где $u(t) = [u_1(t) \dots u_r(t)]^T \in \mathbb{R}^r$, $y(t) = [y_1(t) \dots y_q(t)]^T \in \mathbb{R}^q$ – векторы управлений и выходов ОУ; $v(t) = [v_1(t) \dots v_m(t)]^T \in \mathbb{R}^m$ – вектор неизвестных и неизмеряемых возмущений (включающих также неточность модели и свойственные ОУ нелинейности); $A(p)$, $B(p)$, $K(p)$ – полиномиальные матрицы от оператора дифференцирования $p = d/dt$ соответствующих размеров. Принято, что $m = q$, а также считается, что компоненты $v_i(t)$ – ограничены и кусочно-дифференцируемы, а их первые производные ограничены. Кроме того, считается, что многочлен $k(\lambda) = \det K(\lambda) = k_0\lambda^l + k_1\lambda^{l-1} + \dots + k_l$ – гурвицев ($l = \deg k(\lambda)$, $k_0 \neq 0$, $\lambda \in \mathbb{C}$). Последнее предположение означает минимально-фазовость ОУ (6.2) по отношению возмущение/выход (см., например, [6, 8]).

Неопределенности модели и нелинейности системы рассматриваются как возмущения. Оценки отдельных возмущений не зависят друг от друга, и производные от возмущений могут оцениваться независимо. Предлагаемая формулировка основана на методе управления с переменной структурой и адаптивных алгоритмах, в которых не требуется априорная информация относительно верхних границ возмущений и их производных. Наблюдатель нелинейных возмущений устойчив к различным типам возмущений. Проведенный в [104] анализ устойчивости показывает, что ошибка оценки экспоненциально уменьшается до установившегося значения, которое определяется выбранными при синтезе параметрами. Для иллюстрации метода, предложенная структура применяется к вертикальному валу системы магнитного подшипника. Дисбаланс в массе ротора вызовет вибрацию во вращающихся машинах. Балансировка ротора очень трудна, и часто возникает остаточный дисбаланс. Проблему дисбаланса можно решить с помощью управления с обратной связью. Одним из методов является компенсация сил дисбаланса путем генерации электромагнитных сил подавления. Парирование сил дисбаланса подразумевает прежде всего, что эти силы должны быть оценены. Однако оценка сил дисбаланса является нетривиальной задачей. В [104] вращательные возмущения и их производные оцениваются на основе линеаризованной модели вращательного движения. Приведенные в [104] результаты моделирования показывают эффективность предложенного способа.

Метод цифрового управления для инверторного каскада источника бесперебойного питания на основе интеллектуального регулятора выходного напряжения и тока индуктора предложен в [105]. Ставится задача обеспечения конечного времени переходного процесса дискретного времени для управляемых переменных (выходное напряжение и ток инвертора). Помимо линейной обратной связи по состоянию, которая обеспечивает расположение полюсов

ПФ замкнутой системы в начале координат (и тем самым конечного времени переходного процесса [24, 50]), используется дискретный наблюдатель Луенбергера [24, 106, 107] для оценки тока нагрузки, а также других возможных возмущений (например, параметров принятой модели и ее несоответствия реальной системе). Предлагаемое решение способно гарантировать быстрый динамический отклик, а также точную компенсацию непредсказуемых возмущений. Алгоритм управления требует только измерения выходного напряжения и тока индуктора. Приведены результаты экспериментов на однофазном 2-кВА прототипе, показывающие эффективность предложенного подхода.

В [69, 108] в качестве иллюстрации применения предложенных там алгоритмов, реализующих процедуру синтеза наблюдателей состояний и возмущений для нелинейных квазиканонических систем на основе декомпозиции, рассмотрена задача управления асинхронным электродвигателем, подверженного действию возмущений при неполноте измерений. Динамика электродвигателя в неподвижной системе координат (α, β) описывается уравнениями [109, 110]

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= d_1(d_2P(x_3)x_2 - d_5x_1 + u), \\ \dot{x}_2 &= -P(x_3)x_2 + d_4x_4, \\ \dot{x}_3 &= J^{-1}(d_2x_2^T S^T x_1 - x_4), \\ \dot{x}_4 &= f(t),\end{aligned}$$

где $x_1 = \text{col}\{x_{1\alpha}, x_{1\beta}\} \in \mathbb{R}^2$ – вектор токов статора, $x_2 = \text{col}\{x_{2\alpha}, x_{2\beta}\} \in \mathbb{R}^2$ – вектор потокосцепления ротора, x_3 – скорость вращения ротора, x_4 – неизвестный (неизмеряемый) момент нагрузки, $u = \text{col}\{u_\alpha, u_\beta\} \in \mathbb{R}^2$ – вектор управляющих воздействий, $P(x_3) = \begin{bmatrix} d_3 & x_3 \\ -x_3 & d_3 \end{bmatrix} > 0$, $S = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Измеряемыми величинами считаются только токи статора $x_1(t)$ и скорость вращения ротора $x_3(t)$. Ставится задача отслеживания заданной скорости вращения вала двигателя при некоторой величине потока. Эта задача решается использованием разрывного (релейного) векторного управления. Требуемые для формирования управления потокосцепление ротора и возмущение (момент нагрузки) оцениваются по данным измерений с помощью наблюдателя

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= d_1(d_2P(x_3)z_2 - d_5x_1 + u) + \nu_1, \\ \dot{z}_2 &= -P(x_3)z_2 + d_4x_4 + \nu_2 \\ \dot{z}_3 &= J^{-1}(d_2z_2^T S^T x_1 - z_4) + \nu_3, \\ \dot{z}_4 &= \nu_4\end{aligned}$$

с вектором состояния $z \in \mathbb{R}^4$ и вектором $\nu \in \mathbb{R}^4$ сигналов коррекции. Эти сигналы определяются в виде сигмоидных функций (см. [70] и выше, с. 52) от ошибок оценивания по выходам $\varepsilon_i = x_i - z_i$, $i = 1, 3$. Аналитическое обоснование алгоритма управления дано в основной части статьи [108], см. также [69, 111]. Для рассматриваемого примера при конкретных значениях параметров в [108] приведены результаты моделирования.

В [112] представлена робастная схема управления током синхронного двигателя с постоянным магнитом (*permanent-magnet synchronous motor* (PMSM)) и простым адаптивным наблюдателем возмущений. Робастный регулятор реализуется путем включения адаптивного элемента на этапе генерации опорного напряжения с использованием управления в прямой связи. Из-за изменяющейся во времени динамики и высокочастотной пропускной способности неопределенностей в практических системах PMSM-приводов адаптивный элемент выбирается просто как функция оценки неопределенности, которая адаптивно меняется в зависимости от условий эксплуатации. Затем частотные режимы функции неопределенности вносятся в управляющее воздействие, на основе чего выполняется робастное управление силой тока. В [112] используется модель динамики двигателя в связанных с ротором координатах

$$(6.3) \quad v_q = R_o i_q + L_{qo} \frac{di_q}{dt} + L_{do} \omega_r i_d + \omega_r \psi_{fo} + f_q,$$

$$(6.4) \quad v_d = R_o i_d + L_{do} \frac{di_d}{dt} - L_{qo} \omega_r i_q + f_d,$$

$$(6.5) \quad T_e = \frac{3P}{2} (\psi_{fo} i_q - i_d i_q (L_{qo} - L_{do})) + f T_e,$$

где ω_r – угловая скорость вращения электрического поля; v_d и v_q – напряжения статорной обмотки по d - и q -осям, соответственно; i_d и i_q – токи статорной обмотки по d - и q -осям; L_d и L_q – индуктивности статорной обмотки по d - и q -осям; ψ_{fo} – потокосцепление, вызванное постоянным магнитом; R – сопротивление на фазу; P – число пар полюсов, T_e – электромагнитный момент; индекс “о” означает номинальный режим; f_q , f_d , $f T_e$ представляют набор неопределенностей вызванных соответственно вариациями параметров, побочными гармониками потока и другими неучтенными неопределенностями. При синтезе адаптивного наблюдателя принято во внимание, что гармонические составляющие, которые входят в выход инвертора, не коррелируют с дискретизованными задающими токами, поэтому широтно-импульсно модулированный (ШИМ) инвертор источника напряжения можно рассматривать как экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией $H(s) = \frac{1-e^{-sT}}{s}$, где T – интервал квантования (дискретизации по времени), $s \in \mathbb{C}$ – аргумент преобразования Лапласа [50]. Для синтеза алгоритма управления и наблюдателя возмущений уравнения (6.3), (6.4) представляются в дискретизованном виде, наблюдатель состояния копирует разностные уравнения модели объекта, а входящая в них оценка возмущений рекуррентно идентифицируется с использованием градиентного метода [102, 113] по квадрату отклонения оценок токов статорной обмотки от их измеренных значений $i_q(kT)$, $i_d(kT)$. В [112] проведен анализ сходимости процедуры идентификации и приведены результаты разнообразных экспериментальных исследований на лабораторной установке.

В [114] представлена робастная схема управления током с дискретным временем, обладающая высокой пропускной способностью для преобразователей с широтно-импульсной модуляцией (*voltage-source pulsewidth-modulated* (VS-PWM) converter). Используется модель преобразователя в уравнениях

состояния

$$(6.6) \quad \dot{x} = A_{c0}x + B_{c0}u + G_{c0}f,$$

где

$$x = [i_q \ i_d]^T, \quad u = [v_q - \omega L_0 i_d \ v_d + \omega L_0 i_q]^T, \quad f = [f_q \ f_d]^T;$$

v_d, v_q, i_d, i_q – напряжения и токи преобразователя по d - и q -осям; L – индуктивность нагрузки; R – активное сопротивление нагрузки на фазу; v_{sd}, v_{sq} – компоненты противоэдс по d - и q -осям; матрицы номинальной системы следующие:

$$A_{c0} = -R_0 L_0^{-1} I_2, \quad B_{c0} = L_0^{-1} I_2, \quad G_{c0} = -1/L_0^{-1} I_2.$$

Здесь I_2 – единичная матрица порядка 2. В модели (6.6), u – эквивалентное управляющее воздействие, а вектор f представляет совокупность неопределенностей, вызванных изменениями параметров, возмущением от противоэдс, и других неструктурированных неопределенностей. Далее в [114] рассматривается дискретная по времени модель преобразователя

$$(6.7) \quad x(k+1) = A_0 x(k) + B_0 u(k) + G_0 f(k),$$

в которой номинальные матрицы уравнений состояния рассчитываются аппроксимацией Эйлера с заданным интервалом выборки (дискретизации T). При известном обобщенном возмущении $f(k)$, традиционный предсказывающий закон управления имел бы вид [115]

$$(6.8) \quad u^*(k) = B_0^{-1}(x^*(k+1) - A_0 x(k) - G_0 f(k)),$$

где знаком “*” отмечены задающие сигналы. Закон управления (6.8) не учитывает запаздывания в системе, что допустимо, если период квантования существенно превосходит время вычислений управления по (6.8). Пропускная способность регулятора обычно уменьшается, чтобы учесть имеющееся в системе практическое запаздывание. Это приводит к снижению точности управления и неспособности регулятора отслеживать переходный процесс. Компенсация запаздывания значительно увеличивает текущую пропускную способность регулятора без увеличения частоты переключения инвертора. В [114] для компенсации используется наблюдатель текущего состояния с адаптивной внутренней моделью для неопределенностей системы. Предложенный наблюдатель имеет стандартный вид “расширенного фильтра Калмана” с оцениванием на скользящих режимах и градиентным алгоритмом идентификации (см., например, [22, 25]):

$$(6.9) \quad \dot{\hat{x}} = A_{c0} \hat{x} + B_{c0} u + G_{c0} \hat{f} + K_{sm},$$

$$(6.10) \quad \dot{\hat{f}} = \gamma G_{c0} e,$$

в котором $e = [e_{iq} \ e_{id}]^T \equiv x - \hat{x}$, $K_{sm} = [K_{siq} \ \text{sign}(e_{iq}) \ K_{sid} \ \text{sign}(e_{id})]^T$ – вектор разрывных (“скользящих”) сигналов, $\text{sign}(\cdot) \in [-1, 1]$ – функция знака,

$\gamma > 0$ – выбранный разработчиком коэффициент усиления алгоритма идентификации.

Чтобы продемонстрировать обоснованность и эффективность предложенной схемы управления при различных условиях эксплуатации, в [114] были проведены сравнительные оценочные испытания на подключенном к сети преобразователем с широтно-импульсной модуляцией и к системе привода с синхронным электродвигателем с постоянным магнитом с прямым приводом.

В [116] представлен подход для получения в реальном времени частоты, фазового угла и симметричных составляющих процесса в энергосистеме, что имеет большое значение для многих применений, таких как обеспечение качества электроэнергии и защита. Предлагаемый способ основан на концепции адаптивного режекторного фильтра, который обеспечивает быструю и точную оценку симметричных составляющих при наличии вариаций частоты и амплитуды. Кроме того, система обеспечивает высокую степень невосприимчивости и нечувствительности к помехам энергосистемы, гармоникам и другим типам искажений, которые существуют в сетевом сигнале. В [116] представлены математические выводы для описания принципов работы и результаты экспериментов, подтверждающие обоснованность аналитических исследований.

Принимая во внимание изменение инерции в реальных системах, в [117] предложена адаптивная схема управления для системы регулирования скорости синхронного двигателя с постоянным магнитом поверхностной установки (*surface-mounted permanent-magnet synchronous motors*). Работа ориентируется на распространенный полеориентированный векторный подход к управлению синхронным двигателем с постоянными магнитами (СДПМ) [118, 119]. По этой схеме вызывающие крутящий момент и магнитный поток компоненты тока статора развязаны так, чтобы получить, насколько это возможно в двигателях постоянного тока, независимое управление крутящим моментом и потоком. Обычно задающее значение i_d^* тока по оси d устанавливается нулевым, $i_d^* = 0$, чтобы приблизительно устранить связь между угловой скоростью и токами. Если регуляторы для двух токовых контуров работают хорошо, то можно считать, что $i_d \equiv 0$, на основании чего в [117] используется упрощенная модель СДПМ

$$(6.11) \quad \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \frac{n_p \psi_f}{L} \\ -\frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_q}{L} \\ -\frac{T_L}{J} \end{bmatrix},$$

где i_q – ток статора по оси q , u_q – напряжение статора по оси q , n_p – число пар полюсов, R – активное сопротивление статора, L – индуктивность статора, ψ_f – потокосцепление магнитного потока ротора, K_t – постоянная крутящего момента, ω – угловая скорость, B – коэффициент вязкого трения, J – момент инерции, T_L – нагрузочный момент.

Для обеспечения требований к качеству работы системы с обратной связью используется комбинированный способ управления, основанный на наблюдателе состояния расширенной системы с одновременным оцениванием

как собственно состояния объекта, так и возмущения. Предлагаемый в [117] наблюдатель описывается системой

$$(6.12) \quad \begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - 2p(z_1 - \omega) + b_0 i_q^*, \\ \dot{z}_2 = -p^2(z_1 - \omega), \end{cases}$$

где $(-p)$ – желаемое значение корня характеристического многочлена наблюдателя (кратности два), $i^* = \text{sat}_{i_{q\max}}(u)$ – функция насыщения задающей величины тока i_q с ограничением по модулю на уровне $i_{q\max}$. Переменная z_1 является оценкой угловой скорости ротора ω , а z_2 – оценкой приведенных к угловому ускорению $\dot{\omega} = a(t) + b_0 i_q^*$ возмущений $a(t) = (-B\omega - T_L + K_t(i_q - i_q^*) + K_t i_q^*)J^{-1} - b_0 i_q$, где коэффициент $b_0 = K_t J^{-1}$ и зависит от параметров системы, в частности от момента инерции J .

Предлагаемый комбинированный способ управления в контуре скорости имеет вид

$$(6.13) \quad u_0 = k(\omega^* - z_1), \quad i_q^* = \text{sat}_{i_{q\max}} \left(u_0 - \frac{z_2}{b_0} \right),$$

в котором k – коэффициент пропорциональной составляющей управления, ω^* – задающее воздействие по угловой скорости.

Адаптивное управление вызвано целью парировать изменение инерционности нагрузки J . С этой целью в [117] разработана адаптивная схема управления путем анализа взаимосвязи характеристик управления по коэффициенту передачи в прямой связи и инерционностью системы. Идентификация инерции J осуществляется подачей периодического с периодом T командного воздействия по скорости $\omega^*(t+T) = \omega^*(t)s$ с последующим применением градиентного метода идентификации.

В [116] разработана подсистема принятия решений, действующая на основе нечеткого логического вывода, предназначенная для автоматической настройки коэффициента компенсации в прямой связи в соответствии с идентифицированным значением инерции. В [117] приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований на специально разработанной лабораторной установке, показывающие высокую скорость реакции предложенного метода управления на изменение инерции.

В [120] разработано семейство наблюдателей со скользящим режимом без датчика скорости для приводов асинхронных двигателей. Три структуры исследуются с целью определения их реализуемости, чувствительности параметров и практической применимости. Наиболее существенной особенностью всех схем является то, что они не требуют адаптации скорости вращения ротора, то есть они по своей природе являются наблюдателями без датчиков. Наиболее универсальным и робастным оказался наблюдатель потока полного порядка с двойной системой отсчета. Две другие схемы были наблюдателями потока, реализованными в раме статора и раме ротора соответственно. Они проще, чем первый, и используют инвариантность скользящего режима в заданном диапазоне неопределенностей и возмущений моделирования. Для каждого наблюдателя в [120] приведены основные теоретические аспекты, результаты анализа чувствительности параметров и детали реализации.

Представлены и обсуждены экспериментальные результаты с наблюдателем с двойной системой отсчета, который считается авторами [120] наиболее подходящими для практического применения. Продемонстрирована работа без датчика с приводом с прямым вращающим моментом в скользящем режиме на очень низких скоростях. Сделан вывод, что предложенные наблюдатели представляют собой реальную альтернативу классическим адаптивным наблюдателям скорости потока.

Статья [121] посвящена высокоточному управлению позиционированием двухступенчатого привода подачи. Конструкция системы управления основана на подходе эквивалентных входных возмущений (*equivalent input-disturbance*, EID) для улучшения характеристик подавления помех. Процедура проектирования иллюстрируется числовым примером. Результаты моделирования показывают, что система управления EID не только парирует возмущения, но также подавляет неопределенности и нелинейности в установке. Для сравнения предложенного метода с методом наблюдателя возмущения в [121] приведены результаты синтеза, моделирования и анализа для числового примера привода подачи.

В [122] рассматривается применение алгоритмов оценки оптимального состояния и оптимальной обратной связи по состоянию для управления активным магнитным подвесом в реальном времени. Реализован линейный квадратичный гауссовский регулятор, состоящий из расширенного фильтра Калмана и оптимального регулятора обратной связи по состоянию. Показано, что этот регулятор обеспечивает улучшенную точность позиционирования ротора, лучшую динамику системы, более высокую жесткость подшипника и пониженное усилие управления по сравнению с обычно используемыми подходами ПИД-управления. Кроме того, представлен способ компенсации вызванных дисбалансом сил и колебаний ротора с магнитным подвесом, основанный на оценке неизвестных сил возмущения. Приведенные в [122] результаты проверены экспериментально на испытательной установке, состоящей из вентилятора, полностью находящегося на магнитном подвесе с массой ротора 250 кг и привода с односторонним магнитным подвесом, имеющего массу ротора 25 кг. Алгоритм фильтрации реализован на плате контроллера *dSpace DS1103 PowerPC* (время расчета для одной оси подшипника составило около 20 мкс).

Публикация [123] развивает подход управления со скользящим режимом для систем с несогласованными (*mismatched*) неопределенностями с помощью нелинейного наблюдателя возмущения. Рассматриваются нелинейные объекты второго порядка

$$(6.14) \quad \begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d(t), \\ \dot{x}_2 = a(x) + b(x)u, \\ y = x_1, \end{cases}$$

где $x_1(t)$, $x_2(t)$ – переменные состояния, u – управляющее воздействие, $y(t)$ – выход, $d(t)$ – возмущение, которое ограничено некоторым значением $d^* = \sup_{t>0} |d(t)|$. В векторной форме (6.14) имеет вид

$$(6.15) \quad \dot{x} = f(x) + g_1(x)u + g_2d(t), \quad y = x_1,$$

где

$$x = [x_1, x_2]^T, \quad f(x) = [x_2, a(x)]^T, \quad g_2 = [1, 0]^T.$$

Для системы (6.15) предлагается использовать нелинейный наблюдатель возмущений [40, 124–126]

$$(6.16) \quad \begin{cases} \dot{p} = -lg_2p - l(g_2lx + f(x) + g_1(x)u), \\ \hat{d} = p + lx, \end{cases}$$

где \hat{d} , p и l – оценка возмущения, состояние наблюдателя и вектор коэффициентов усиления наблюдателя (параметр проектирования) соответственно.

При разработке скользящей поверхности на основе оценки возмущения в [123] разработан метод управления в скользящем режиме на основе наблюдателя возмущений для противодействия несогласованному возмущению. Вводится выражение для поверхности скольжения

$$(6.17) \quad \sigma = x_2 + cx_1 + \hat{d},$$

в котором $c > 0$ – параметр проектирования. Для обеспечения скользящего режима по поверхности разрыва $\sigma \equiv 0$ предложен алгоритм управления

$$(6.18) \quad u = -b^{-1}(x) \left(a(x) + c(x_2 + \hat{d}) + k \operatorname{sign}(\sigma) \right),$$

где $k > 0$ – параметр алгоритма (величина “полки реле”). Доказана теорема, согласно которой при выполнении дополнительных (к ограниченности возмущения) предположений, что производная от возмущения $\dot{d}(t)$ ограничена и затухает, $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{d}(t) = 0$, а также что ошибка оценивания возмущений $e_d(t) = d(t) - \hat{d}(t)$ ограничена, $e_d^* = \sup_{t>0} |e_d(t)|$, замкнутая система (6.14), (6.16), (6.17), (6.18) асимптотически устойчива если $k > (c + lg_2)e_d^*$ и $lg_2 > 0$.

Предложенный метод имеет следующие особенности. Во-первых, переключение коэффициента усиления требуется только для того, чтобы преодолеть границы *ошибки оценки* возмущения, а не сами возмущения, что существенно облегчает проблему “дребезга” (*chattering*) в скользящем режиме. Во-вторых, предлагаемый способ сохраняет номинальные характеристики, то есть в отсутствие неопределенностей действует так же, как базовый регулятор со скользящим режимом.

Моделированием в [123] проведен сравнительный анализ предложенного алгоритма с “традиционным” алгоритмом управления со скользящим режимом

$$(6.19) \quad \sigma = x_2 + cx_1, \quad u = -b^{-1}(x) (a(x) + cx_2 + k \operatorname{sign}(\sigma)),$$

и с “интегральным” алгоритмом управления со скользящим режимом [127, 128]

$$(6.20) \quad \begin{aligned} \sigma &= x_2 + c_1x_1 + c_2 \int_0^t x_1(\tau) d\tau, \\ u &= -b^{-1}(x) (a(x) + c_1x_2 + c_2x_1 + k \operatorname{sign}(\sigma)). \end{aligned}$$

В качестве прикладного примера рассмотрена система магнитной левитации (англ. – *magnetic levitation*, MAGLEV) – транспортной системы, в которой транспортное средство подвешено на направляющей рейке по принципу электромагнитной подвески [129]. Результаты моделирования как на числовом, так и на прикладном примерах показывают, что предлагаемый метод демонстрирует гораздо лучшую эффективность управления, чем базовые и интегральные методы управления со скользящим режимом в отношении снижения дребезга и обеспечения номинальных характеристик.

В [130] дается обзор методов оценки возмущения, неопределенности модели и путей ослабления их влияния в приводах с синхронным двигателем и постоянными магнитами (СДПМ-приводы). Сначала рассматриваются различные помехи и неопределенности в СДПМ-приводах и в других приводах переменного тока. Результаты показывают, что эти возмущения по-разному и проявляются в разных контурах управления системы. Обсуждаются и обобщаются широко используемые в СДПМ-приводах существующие методы оценки и парирования возмущений, как и другие соответствующие методы управления при обращении с помехами и неопределенностями. Статья заканчивается обсуждением перспективных направлений в этой области.

7. Применение к задачам управления автомобилями и их подсистемами

Публикация [131] посвящена применению стохастических оценок состояния в управлении динамикой автомобиля. Поскольку не все переменные состояния транспортного средства и действующие на него возмущения могут быть измерены, то для их оценки естественно использовать фильтр Калмана. В [131] приведено три примера применения этого подхода к управлению автомобилями. Первый из них – адаптивный круиз-контроль (*Adaptive Cruise Control*, АСС) – включает в себя продольное (дроссельное и тормозное) управление автомобилем. В него входит управление скоростью автомобиля в зависимости от дороги, курса и расстояния до предшествующих транспортных средств и препятствий. Предполагается наличие датчиков для обнаружения объектов в потенциальной возможности столкновения с автомобилем, например радиолокационных или лазерных зондов. Рассматривается следующий пример, в котором продольная динамика окружающих объектов и адаптивный круиз-контроль автомобиля сосредоточены в одном фильтре Калмана. Предполагается наличие одной цели (автомобиля) на расстоянии d_1 и с азимутом φ_1 перед автомобилем. Для описания динамики системы из двух автомобилей используется модель

$$(7.1) \quad \begin{cases} \dot{v}_x^0 = a_x^0 + u, \\ \dot{a}_x^0 = w_1, \\ \dot{d}_x^1 = -v_x^0 + v_x^1, \\ \dot{v}_x^1 = a_x^1, \\ \dot{a}_x^1 = w_2, \end{cases}$$

в которой d_x^1 , v_x^1 , a_x^1 – продольное положение, скорость и ускорение цели по отношению к транспортному средству с круиз-контролем. Переменная u обозначает ускорение (или замедление) транспортного средства с круиз-контролем, которое считается известным. Кроме того, в ускорения автомобилей входят интегралы от белошумовых возмущений w . Считаются известными (измеряемыми) расстояние d_x^1 , скорость v_x^0 и азимут φ_1 . Учитываются погрешности датчиков, которые моделируются аддитивными процессами белого шума. Для дискретизованной модели системы (7.1) строится стандартный фильтр Калмана.

Другим примером является удержание полосы движения (*Lane Keeping*). Для бокового управления транспортным средством важно знать, какие возмущения (например, боковые ветровое и возвышение дорожного полотна) действуют на кузов автомобиля сбоку. Оценка возмущений может быть получена с помощью фильтра Калмана, который включает в себя простую модель транспортного средства и требует разумного набора измерений. Самая простая концепция оценки боковых возмущений заключается в сравнении угла поворота рулевого колеса со скоростью рыскания. Например, при движении по прямой дороге с боковым ветром скорость рыскания будет нулевой, но угол поворота рулевого колеса не будет равен нулю, потому что водитель будет противодействовать возмущению со стороны ветра. Эти данные могут быть полезны для оценки возмущения. Основной фильтра Калмана является модель транспортного средства, которая описывает всю интересующую динамику, но при этом проста, насколько это возможно. Для оценки бокового возмущения достаточно рассмотреть две степени свободы, связанные со скоростью скольжения v и скоростью рыскания r . В [131] излагается следующая модель. При известной скорости рыскания r и угле поворота рулевого колеса δ можно оценить только одно боковое возмущение F_{d1} (боковую силу), действующее на транспортное средство. Точку приложения этого возмущения на кузов автомобиля выбирает инженер-конструктор. Второй датчик в дополнение к скорости рыскания необходим, если должны быть определены как возмущающая сила, так и возмущающий момент рыскания, действующие на автомобиль. Соответствующие уравнения движения для модели с двумя степенями свободы имеют вид

$$(7.2) \quad \begin{cases} m_v (\dot{v} + U\dot{r}) = F_{y1} + F_{d1} + F_{y2}, \\ I_z \dot{r} = (F_{y1} + F_{d1}) \cdot a - F_{y2}b. \end{cases}$$

Неизвестные силы шин F_{y1} и F_{y2} можно смоделировать, используя коэффициент жесткости при установленном режиме разворота транспортного средства. Далее для оценки боковых возмущений предлагается использовать стандартный фильтр Калмана.

С точки зрения авторов [131], большинство фильтров Калмана можно рассматривать как виртуальные датчики, потому что с помощью математической модели и определенных измеряемых сигналов они дают возможность оценить неизмеряемые переменные, которые либо слишком сложно непосредственно измерить (потому что нет доступного датчика для этого), либо необходимые датчики слишком дороги. Затраты можно значительно снизить, ис-

пользуя существующие датчики в комбинации с фильтром Калмана. Например, антиблокировочные тормозные датчики скорости вращения колес подходят, чтобы определить скорость рыскания автомобиля и поперечное ускорение при определенных условиях работы. В качестве примера рассмотрено, как сигнал частоты вращения колеса антиблокировочной системы (*anti lock braking system*, ABS) может использоваться для определения скорости рыскания автомобиля и угла скольжения шины на основе двухколесной модели автомобиля.

В [69] для задачи управления топливоподачей в двигатель внутреннего сгорания (ДВС) применен метод каскадного синтеза. В качестве объекта управления рассматривается ДВС с искровым зажиганием, укомплектованный топливными форсунками с центральной или распределительной (цилиндрической) системой впрыска и трехкомпонентным нейтрализатором выхлопных газов с λ -зондом непрерывного или релейного типа. Модель топливоподачи включает в себя динамику подачи топлива в цилиндр с учетом выпадения части топлива в виде пленки с последующим его испарением, описываемую уравнениями (модель Акино) [132]

$$T_f \dot{m}_f = -m_f + b_f u_f, \quad m_{fc} = (1 - X)u_f + m_f,$$

где m_f – масса топлива, выпадающая в виде пленки на стенках впускного воздуховода, m_{fc} – масса топлива, подаваемая в цилиндр, u_f – масса впрыскиваемого топлива (входной сигнал), b_f , T_f – числа, характеризующие динамику контура топливоподачи.

Динамика сгорания топливо-воздушной смеси в цилиндре описывается уравнением

$$T_c \dot{\lambda}_{ex} = -\lambda_{ex} + b_c \lambda_{in},$$

где T_c , b_c – числа, характеризующие динамику сгорания.

Предполагается, что кислород и топливо сгорают в стехиометрической пропорции 14,7. Несгоревший кислород

$$x(t) = \dot{m}_c(t) - 14,7\dot{m}_{fc}(t),$$

в случае его наличия, проходит через двигатель, выпускной коллектор и участок выхлопной трубы.

Решена задача управления выработкой задания на впрыск топлива u_f с обеспечением заданного соотношения воздух–топливо, в частности стехиометрического соотношения ($x(t) = 0$) при использовании трехкомпонентных нейтрализаторов. Для синтеза закона управления используются методы каскадного синтеза с использованием наблюдателя состояния [69], см. также [1, раздел 4]. При наличии запаздывания в канале управления дополнительно используется упредитель Смита [133].

В [134] рассмотрено применение наблюдателя и компенсатора синусоидальных возмущений для подавления вибраций в подвеске автомобиля, которые возникают из-за соприкосновения с неровной поверхностью. Динамика движения автомобиля описывается следующей дифференциальных уравне-

ний

$$(7.3) \quad m_b \ddot{z}_b(t) = -c_s(\dot{z}_b(t) - \dot{z}_w(t)) - k_1(z_b(t) - z_w(t)) + u(t),$$

$$(7.4) \quad m_w \ddot{z}_w(t) = -k_2(\dot{z}_w(t) - r(t)) - k_1(z_b(t) - z_w(t)) - u(t),$$

где m_b и m_w – массы корпуса автомобиля и колеса соответственно; k_1 , k_2 – коэффициенты жесткости пружин, c_s – коэффициент демпфирования; $r(t)$ – возмущение, действующее со стороны дорожного полотна; z_b и z_w – вертикальные координаты корпуса и колеса (точнее, их отклонения от равновесных состояний, полученных при $u(t) \equiv 0$, $r(t) \equiv 0$) соответственно, $u(t)$ – управляющая сила.

Рассматривается гармоническое внешнее возмущение $r(t) = \mu \sin(\omega t + \varphi_1)$ с неизвестными амплитудой μ , фазой φ_1 и частотой ω , для описания которого используется стандартное представление вида

$$(7.5) \quad \ddot{r}(t) + \omega^2 r(t) = 0.$$

Считается, что параметры системы известны, и также известна нижняя граница частоты возмущений. На первом шаге выполняется оценка неизвестной частоты возмущений, для чего на основе изложенного в [135, 136] подхода строится адаптивный алгоритм идентификации, использующий, во избежание двукратного дифференцирования входного сигнала, введение фильтра состояния третьего порядка (см. также [137–142], [25, § 4.8.5]). Далее полученная оценки частоты возмущений используется для синтеза регулятора, подавляющего их влияние, [134, теорема 7].

В [143] предлагается адаптивное управление с активным подавлением возмущения (*active disturbance rejection control*, ADRC), основанное на адаптивном расширенном наблюдателе (*adaptive extended state observer*, AESO), для устранения неопределенностей как в установке, так и в датчиках. Усиление расширенного наблюдателя состояния (*extended state observer*, ESO) автоматически настраивается, чтобы уменьшить ошибки оценки обоих состояний и “общего возмущения” по отношению к шуму измерения. Кроме того, удовлетворительная работа системы с обратной связью достигается компенсацией неопределенностей. В [143] показано применение регулятора такой структуры для управления воздушно-топливным отношением (*air-fuel ratio*, AFR) бензинового двигателя, которому свойственны значительные нелинейности характеристик и параметрические неопределенности из-за неизвестного изменения скорости, динамики топливного слоя и др. Кроме того, измерение искажается шумом датчика. Результаты эксперимента показывают, что предлагаемый регулятор может обеспечить высокую точность воздушно-топливного отношения несмотря на неопределенность динамики модели и шум измерений. Кроме того, экспериментальное сравнение подтверждает эффективность введения усиления AESO, с помощью которого можно улучшить работу ADRC по снижению влияния неопределенностей.

Задача синтеза закона управления для подавления вибраций в подвеске автомобиля рассмотрена и в [144]. Возмущение со стороны дорожного полотна моделируется конечной суммой синусоидальных функций с неизвестными

частотами, амплитудами и фазами. Для описания вертикального движения кузова используется следующая модель системы с двумя степенями свободы:

$$(7.6) \quad m_b \ddot{z}_b(t) = -c_b(\dot{z}_b(t) - \dot{z}_u(t)) - k_b(z_b(t) - z_u(t)) + u(t),$$

$$(7.7) \quad \begin{aligned} m_w \ddot{z}_w(t) = & -c_b(\dot{z}_w(t) - \dot{z}_b(t)) - k_b(z_w(t) - z_b(t)) - \\ & - k_t(z_w(t) - r(t)) - c_t(\dot{z}_w(t) - \dot{r}(t)) - u(t), \end{aligned}$$

отличающаяся от (7.3), (7.4) тем, что она учитывает и демпфирование в шине. Принято, что измеряются относительное положение кузова и колеса, $(z_b - z_w)$, смещение колеса относительно поверхности, $(z_w - r)$, а также скорости \dot{z}_b , \dot{z}_w . Считается, что возмущения со стороны дороги можно описать суммой гармонических составляющих

$$r(t) = \sum_{i=1}^q g_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$$

с неизвестными амплитудами g_i , частотами ω_i и фазами φ_i . Целью управления является обеспечение близости к нулю значения вертикального ускорения $\ddot{z}_b(t)$ кузова автомобиля. Как и в [134], параметры системы (7.7) считаются известными.

В [144] отмечено, что так как $(z_w - r)$ измеряется, основным действующим на систему возмущением является процесс

$$\frac{c_t}{m_w} \dot{r}(t) \equiv \sum_{i=1}^q \frac{c_t}{m_w} \omega_i g_i \cos(\omega_i t + \varphi_i),$$

который, как обычно [1], представляется через выход внешней линейной системы

$$(7.8) \quad \dot{w}(t) = Sw(t), \quad \dot{r}(t) = h^T w(t)$$

с $w(t) \in \mathbb{R}^{2q}$ и матрицей S , зависящей от неизвестных частот возмущений. Далее, аналогично описанной выше публикации [51] с использованием подхода из [13] происходит параметризация источника возмущений и применяется метод бэкстеппинга [145] для синтеза регулятора, стабилизирующего систему.

8. Прочие применения

Согласно [146] робастность систем управления движением можно представить как функцию “жесткости”, которая вводится следующим образом. Предположим, что x – положение управляемого объекта и f – полная приложенная к объекту сила. Из уравнений движения следует что

$$(8.1) \quad f = g(\ddot{x}, \dot{x}, x).$$

Жесткость \varkappa определяется через частную производную:

$$(8.2) \quad \varkappa = \frac{\partial f}{\partial x}.$$

Идеальное управление положением предотвращает любое отклонение положения от заданного при любом отклонении силы. При таком управлении \varkappa будет бесконечно большим. Естественно, интегратор в прямой цепи компенсирует постоянную ошибку и асимптотически δx будет стремиться со временем к нулю. Однако такая функция не отражается в (8.2). С другой стороны, идеальное управление силой предотвращает отклонение силы при любом отклонении положения. Тем самым при идеальном управлении силой $\varkappa = 0$. При согласованном (*compliance*) управлении должно иметься соотношение между положением и силой. Например, виртуальное согласованное управление будет использовать механический импеданс, который вычисляется в регуляторе в соответствии с указанной динамикой. Поэтому жесткость может служить удобным показателем, представляющим цель движения. Робастность системы управления движением всегда требует очень высокой жесткости в регуляторе. В [146] показано, что управление ускорением осуществляет заданное движение одновременно с сохранением очень высокой устойчивости. Ускорение является мостом между робастностью и жесткостью.

Для рассмотрения робастного управления движением с электродвигателем в [146] определяется *эквивалентное возмущение* и рассматривается внешнее неизмеряемое возмущение, действующее аддитивно с сигналом управления. Используется модель линейной SISO системы (с одним входом и одним выходом), в которой уравнения состояния представлены в канонической форме управляемости (каноническая форма фазовой переменной, см., например, [24, 107, 147])

$$(8.3) \quad \dot{x} = A_0 x + b_0 u + e \bar{d}, \quad y = cx,$$

где A_0 , b_0 обозначают “номинальные” матрицы уравнений состояния системы, \bar{d} – эквивалентное возмущение, имеющее размерность силы или момента, в котором учитывается как “сигнальная” составляющая внешнего возмущения $d(t)$, приложенная аддитивно управлению на входе системы, так и отклонения матриц A , b уравнений состояния от их номинальных значений A_0 , b_0 . В соответствии с принятой в [146] канонической формой уравнений состояния $e = [0, \dots, 0, 1]^T$, $b = [0, \dots, 0, K]^T$ и с аддитивным характером внешнего возмущения все перечисленные возмущения можно эквивалентно представить в виде аддитивного к управлению скалярного возмущения $\bar{d}(t)$. Для этого расширенного возмущения делается предположение, что оно является многочленом от времени с известной (заданной разработчиком) степенью $p - 1$, т.е. может быть описано решением однородного дифференциального уравнения $\frac{d^p}{dt^p} \bar{d}(t) = 0$. Далее уравнения исходной системы объединяются с моделью возмущений и стандартным образом для полученной расширенной системы строится наблюдатель состояния (см. [1, раздел 6]). С точки зрения авторов обзора, такая модель возмущений может привести к существенным ошибкам, поскольку вариации матриц уравнений состояния умножаются при пересчете в возмущения на $x(t)$ и на сигнал управления $u(t)$, которые могут меняться весьма разнообразным образом. Можно сделать вывод, что, хотя в [146] об этом прямо не говорится, авторов [146] интересует только установившаяся (например, статическая) ошибка. Как отмечено в и [1, раздел 6], такой подход к подавлению возмущений может быть осуществлен в рамках клас-

сического подхода с введением интегральной составляющей в закон управления для повышения порядка астатизма по возмущению [50, 54]. Заметим, что возможность потери устойчивости замкнутой системы вследствие вариаций параметров в [146] не рассматривается.

Далее в [146] приводится пример применения этого подхода к системе управления скоростью ω электродвигателя, моделируемой уравнением $J\dot{\omega} = K_t I_a^{\text{ef}} - T_l$, в котором T_l – момент нагрузки. Для оценивания эквивалентного возмущения, включающего кроме T_l вариации момента инерции и крутящего момента двигателя, используются измерения угла поворота вала двигателя.

Для практических применений введена методика оценки возмущения, чтобы система управления движением была бы регулятором. Рассмотрено также управление движением упругой структуры и идентификация механических параметров.

Подавление мультигармонических возмущений в маятниковой системе с инерционным маховиком в качестве движителя (*маятник Шмида*, [148–150]), расположенной на подвижной платформе, рассмотрено в [151]. Как и в ряде других работ, в [152] возмущение $\delta(t)$ представляется суммой гармоник с неизвестными параметрами и смещением. Принята линейная модель объекта с известными коэффициентами замкнутого через известную нелинейную функцию от скалярного выходного сигнала, с учетом запаздывания по управлению $u(t)$ на время $\tau = \text{const} > 0$:

$$(8.4) \quad a(p)y(t) = b(p)u(t - \tau) + g(p)f(y(t)) + e(p)\delta(t), \quad p = d/dt.$$

Считается, что измеряется только выход y , относительный порядок ОУ произволен, а коэффициенты операторных многочленов в (8.4) известны. Для идентификации возмущений модель (8.4) приводится к виду

$$(8.5) \quad \bar{y}(t) = \bar{u}(t) + \bar{f}(t) + \bar{\delta}(t)\sigma(t) + \sum_{i=1}^k \bar{\delta}_i(t),$$

где

$$\bar{\delta}(t) = \bar{\sigma}(t) + \sum_{i=1}^k \bar{\delta}_i(t),$$

сигналы $\bar{\delta}_i(t)$, $\bar{u}(t)$, $\bar{f}(t)$ – выходы соответствующих фильтров состояния. Преобразованный процесс возмущений $\bar{\delta}(t)$ подлежит идентификации и последующей компенсации. Для этого он описывается моделью

$$(8.6) \quad p^{2k+1}\bar{\delta}(t) = \bar{\theta}_1 p^{2k-1}\bar{\delta}(t) + \dots + \bar{\theta}_{k-1} p^3\bar{\delta}(t) + \bar{\theta}_k \bar{\delta}(t),$$

в которую входят неизвестные параметры $\bar{\theta}_1, \dots, \bar{\theta}_k$, соответствующие значениям неизвестных частот составляющих возмущение гармоник. Для оценки этих параметров используется стандартная процедура идентификации градиентного типа с введением фильтров состояния порядка $2k$, чтобы исключить дифференцирование результатов измерений. Теоретические положения

доведены до экспериментальных результатов для маятника с маховичным двигателем, расположенным на тележке. Проведено сравнение с поведением разомкнутой системы (с точки зрения авторов обзора, более показательным было бы сравнение использования предложенного и типового регуляторов).

В [153] описывается фильтр Калмана для оценки ориентации сегментов человеческого тела путем объединения сигналов гироскопа, акселерометра и магнитометра от миниатюрных датчиков. Ферромагнитные материалы или другие магнитные поля вблизи модуля датчика нарушают локальное магнитное поле Земли и, следовательно, оценку ориентации, которая препятствует многим (амбулаторным) применениям. В фильтре оцениваются ошибка смещения гироскопа, ошибка ориентации и ошибка от магнитного возмущения. Приведенные в [153] результаты показывают точные и бездрейфовые оценки ориентации.

Подавление возмущений в микроэлектромеханическом (МЭМС, *Micro-Electro-Mechanical Systems*, MEMS) гироскопе, связанных с влиянием неизвестных перекрестных связей при управлении положением подвешенной массы в двух направлениях, рассмотрено в [154]. Принятый подход основан на стратегии управления с активным подавлением возмущений (*active disturbance rejection control*, ADRC), при которой в реальном времени оцениваются и компенсируются внутренние динамические процессы и внешние возмущения.

В качестве исходной модели движения подвижного груза взяты известные уравнения

$$(8.7) \quad \ddot{x} + 2\xi\omega_n\dot{x} + \omega_n^2x + \omega_{xy}y - 2\Omega\dot{y} = \frac{k}{m}u_d(t),$$

$$(8.8) \quad \ddot{y} + 2\xi_y\omega_y\dot{y} + \omega_y^2y + \omega_{xy}x + 2\Omega\dot{x} = \frac{k}{m}u_s(t),$$

где x – перемещение груза вдоль оси привода OX ; y – перемещение вдоль оси чувствительности OY ; ω_n , ω_y – парциальные частоты собственных колебаний груза по соответствующим осям; $u_d(t)$, $u_s(t)$ – управляющие сигналы по осям привода и чувствительности; m – масса подвижного груза; параметр k – общий коэффициент передачи чувствительного элемента, исполнительного устройства и усилителя. Слагаемые $2\Omega\dot{x}$ и $2\Omega\dot{y}$ – кориолисовы ускорения, где Ω – неизвестная (и подлежащая определению) изменяющаяся скорость углового вращения основания относительно оси OZ . Перекрестные связи между осями представлены слагаемыми $\omega_{xy}y$ и $\omega_{xy}x$.

Уравнение (8.7) записывается в виде $\ddot{x} = f_d + km^{-1}u_d$, где функция f_d включает как слагаемые, представляющие внутреннюю динамику, так и внешние возмущения w (которые, заметим, в (8.7) не учтены). Далее строится расширенная модель объекта, в которой “обобщенное возмущение” f_d считается постоянным, $\dot{f}_d = 0$. Для полученной модели третьего порядка стандартным образом строится наблюдатель состояния. Закон управления с подавлением возмущения имеет вид $u_d = (u_0 + \hat{f}_d)mk^{-1}$, где \hat{f} – выработанная наблюдателем оценка $f(t)$, u_0 – выход ПД-регулятора с прямой связью по второй производной (ускорению) от задающего воздействия $r(t)$ и оценкам \hat{x} ,

\hat{x} положения и скорости перемещения груза:

$$u_0 = k_p(r - \hat{x}) + k_d(\dot{r} - \dot{\hat{x}}) + \ddot{r}.$$

Сигнал управления по оси чувствительности u_s вырабатывается аналогичным алгоритмом вида $u_s = (u_0 - \hat{f}_s)mk^{-1}$ с выходом u_0 соответствующего ПД-регулятора и оценкой \hat{f}_s возмущения по переменной y , имеющего вид $f_s = -2\xi_y\omega_y\dot{y} - \omega_y^2y - \omega_{xy}x - 2\Omega\dot{x}$. Для нахождения скорости вращения Ω сначала производится калибровка гироскопа в неподвижном состоянии. Полученный при этом калибровочный сигнал управления u_{scal} используется вне интервалов на которых $\dot{x} \approx 0$ для оценки угловой скорости

$$(8.9) \quad \hat{\Omega} = \frac{(u_s - u_{scal})k}{2\dot{x}m}.$$

Результативность предлагаемого метода продемонстрирована путем моделирования.

Стратегия управления с активным подавлением возмущений использована и в [155] для приведения движения по приводной оси МЭМС гироскопа в резонанс и управления выходной амплитудой колебаний вдоль приводной оси до фиксированного уровня. Уравнения наблюдателя и регулятора идентичны приведенным в [154] уравнениям для приводной оси OX . В [155] выполнен анализ устойчивости системы, который показывает, что и ошибка оценивания, и ошибка отслеживания выходного сигнала по оси привода ограничены и что верхние границы ошибок монотонно уменьшаются с увеличением ширины полосы пропускания регулятора. Система управления промоделирована и экспериментально тестирована на вибрационно-лучевом гироскопе с пьезоэлектрическим приводом, который является альтернативой МЭМС гироскопу для экспериментального исследования. Результаты исследования показали, что предлагаемый регулятор не только заставляет ось привода вибрировать вдоль желаемой траектории, но и робастно компенсирует погрешности изготовления, что делает характеристики гироскопа нечувствительными к изменениям параметров и возмущениям.

Практическому применению наблюдателя для совместной оценки состояния объекта и возмущений с целью подавления колебаний прилипания–скольжения в буровых установках посвящена публикация [156]. Синтез системы управления основан на распределенной модели буровой установки, которая преобразуется в систему обыкновенных дифференциальных уравнений совместно с дифференциальными уравнениями в частных производных. Синтезируется наблюдатель, применение которого позволяет использовать только измерения на поверхности. Задача управления формулируется как задача стабилизации линейной системы с постоянными параметрами, на которую действует постоянное неизвестное возмущение, вызванное силами кулоновского трения, с учетом временных задержек в приводе и датчике. Для решения задачи использованы теоретические результаты из [157, 158].

Статья [159] посвящена задаче синтеза наблюдателей для политопных линейных систем с переменными параметрами (*linear-parameter-varying*, LPV)

и с неопределенными измерениями управляемых переменных. Неопределенности в измерениях учитываются через весовые коэффициенты. Система с переменными параметрами и с неопределенными весовыми коэффициентами преобразуется к системе с переменными параметрами с неопределенностью. Чтобы справиться с неопределенностями и неизвестными возмущениями в процессе синтеза наблюдателя, авторы [159] предлагают использовать наблюдатель скользящего режима с изменяемым по программе коэффициентом усиления. Метод расчета наблюдателя на скользящем режиме разработан на основе результатов анализа установленной системы оценки ошибок. Предложенный метод синтеза наблюдателя затем применяется к электрическому наземному транспортному средству (*electric ground vehicle, EGV*), в котором измерение продольной скорости считается неопределенным. Приводятся сравнительные результаты экспериментальных испытаний, показывающие преимущества предложенного метода синтеза системы управления и наблюдателя.

Процесс управления уровнем жидкости в баке рассматривается и исследуется как моделированием, так и экспериментально на лабораторной установке в [160]. Для описания объекта используется типичная для промышленных систем модель апериодического звена первого порядка и транспортного запаздывания

$$(8.10) \quad AR\dot{H}(t) + H(t) = RQ_i(t - \theta) + RH_d(t),$$

где H – уровень жидкости в баке; Q_i – входной поток жидкости в бак (управление); H_d – неизмеряемое возмущение потока жидкости; A – площадь поперечного сечения бака; θ – временное запаздывание. Поскольку действие значительных возмущений и помех обычно приводит к существенному снижению качества системы управления промышленным процессом, в [160] предлагается улучшенное каскадное управление, включающее управление с прогнозирующей моделью, ПИД-управление и оценивание возмущений. Наблюдатель возмущений используется для их компенсации через прямую связь. При синтезе наблюдателя используется инверсия модели объекта с введением дополнительного фильтра нижних частот, имеющего статический коэффициент передачи, равный единице. Более подробно: сигнал управления $u(t)$ имеет вид $u = v - w$, где $v(t)$ – управление, формируемое через главную обратную связь регулятора во внешнем контуре, реализующего управление с прогнозирующей моделью, а вспомогательный сигнал $w(t)$ получается в виде $w = -Q(s)e^{-\theta s}u + Q(s)P(s)^{-1}H$, где $H(t)$ – управляемая величина. Возмущение $d(t)$ считается приложенным аддитивно к выходу, т.е. принято, что $H = P(s)e^{-\theta s}u + d$. Тогда после преобразований нетрудно получить, что $H = P(s)e^{-\theta s}v + (1 - Q(s)e^{-\theta s})d$. В результате видно, что при выборе $Q(0) = 1$ в установившемся режиме происходит полная компенсация постоянного возмущения и величина H получается в виде $H = P(s)e^{-\theta s}v$, т.е. от возмущения не зависит. Передаточная функция фильтра выбирается из условия обеспечения правильной функции $Q(s)P(s)^{-1}$. Для рассматриваемой ПФ объекта (8.10) в [160] принято $Q(s) = (Ts + 1)^{-1}$, $T > 0$. Представленные в [160] результаты исследований показывают, что предлагаемый комбинированный

метод управления значительно улучшает возможность парирования возмущений по сравнению с алгоритмом управления без их оценки.

В работе [161] рассматривается сверхскоростной центробежный компрессор, используемый для подачи сжатого воздуха в топливный элемент. В качестве исходной модели, связывающей массу воздуха m в коллекторе компрессора с давлением p в нем приняты уравнения (см. например, [162, 163])

$$(8.11) \quad \dot{m} = q_{cp} - q_{out},$$

$$(8.12) \quad \dot{p} = \frac{\gamma RT}{M_{air}V}(q_{cp} - q_{out}),$$

где q_{cp} и q_{out} – массовые потоки воздуха, выходящего из компрессора и коллектора соответственно, T – температура газа в коллекторе; M_{air} – молярная масса атмосферного воздуха; γ – показатель адиабаты воздуха, R – универсальная газовая постоянная, V – объем полости коллектора. Значение q_{out} зависит от ряда переменных, в том числе от управляющей величины θ – положения клапана [163]. После преобразований и упрощающих предположений (8.12) приводится к виду

$$(8.13) \quad \dot{p} = f_1 + b_1\theta,$$

где

$$f_1 = \frac{\gamma RT}{M_{air}} q_{cp},$$

а b_1 – нелинейная функция от p .

В центробежных компрессорах зависимость массового расхода q_c от угловой скорости вращения ротора ω и давления p выражается нелинейной функцией $q_c = h(\omega, p)$, вид и параметры которой весьма сложно получить. В [161] используется упрощенная модель

$$(8.14) \quad \dot{q}_{cp} = \frac{\partial h(\omega, p)}{\partial p} \dot{p} + \frac{\partial h(\omega, p)}{\partial \omega} \dot{\omega},$$

а для описания динамики угловой скорости берется апериодическое звено первого порядка

$$(8.15) \quad T_m \dot{\omega} + \omega = \omega^*$$

с некоторой постоянной времени T_m (получаемой экспериментально) и заданным значением угловой скорости ω^* . Поэтому (8.14) записывается в виде

$$(8.16) \quad \dot{q}_{cp} = f_2 + b_2 \omega^*,$$

где

$$f_2 = \frac{\partial h(\omega, p)}{\partial p} \dot{p} + \frac{\partial h(\omega, p)}{\partial \omega} \frac{\omega}{T_m},$$

$$b_2 = \frac{1}{T_m} \frac{\partial h(\omega, p)}{\partial \omega}.$$

Для оценивания в реальном времени поведения объекта и внешних возмущений в [161] используется расширенный наблюдатель состояния. С этой целью вводятся переменные $y_1 = p$, $y_2 = q_{cp}$, $u_1 = \theta$, $u_2 = \omega^*$, $x_{1,i} = y_i$, $x_{2,i} = \dot{f}_i$, $h_i = \dot{f}_i$, $i = 1, 2$. С учетом введенных обозначений уравнения (8.13), (8.16) записываются в виде

$$(8.17) \quad \begin{cases} \dot{x}_{1,i} = x_{2,i} + b_i u_i, & y = x_{1,i}, \\ \dot{x}_{2,i} = h_i, & i = 1, 2. \end{cases}$$

Для системы (8.17) строится наблюдатель состояния

$$(8.18) \quad \begin{cases} \dot{\hat{x}}_{1,i} = x_{2,i} + l_{1,i}(x_{1,i} - \hat{x}_{1,i}) + b_i u_i, \\ \dot{\hat{x}}_{2,i} = l_{2,i}(x_{1,i} - \hat{x}_{1,i}), \end{cases}$$

коэффициенты усиления $l_{i,j}$ которого выбираются стандартным образом на основе желаемого расположения полюсов наблюдателя.

Полученные оценки используются в пропорционально-дифференциальном алгоритме управления

$$(8.19) \quad u_i = b_i^{-1}(k_i(r_i - \hat{x}_{1,i}) - \dot{\hat{x}}_{2,i} + \dot{r}_i),$$

где k_i – коэффициент усиления регулятора, r_i – задающее воздействие по соответствующей переменной. Параметры b_1, b_2 определяются линеаризацией относительно рабочей точки на основе экспериментальных данных.

В [161] приводятся результаты экспериментальной проверки предложенного метода управления на лабораторной установке, включающей центробежный компрессор, коллекторы, клапаны, контроллер реального времени, датчики, воздушный фильтр и т.д., которые показали работоспособность предложенной схемы управления. Выполнено экспериментальное сравнение работы предложенного и стандартного пропорционально-интегрального регуляторов.

Робастный синтез системы управления парогенератора, подверженного внешним возмущениям, опирающийся на теорию систем с разделяемыми движениями с использованием глубоких обратных связей и разрывных управлений [164–166], представлен в [167]. В качестве исходной, принята модель третьего порядка

$$\begin{aligned} C_n \dot{P}_T &= k_s \sqrt{P_D - P_T} - k_\mu P_T q, \\ C_b \dot{P}_D &= k_m D_Q - k_s \sqrt{P_D - P_T}, \\ T_b \dot{D}_Q &= -D_Q + u, \end{aligned}$$

в которой P_T – давление пара перед управляющим клапаном, P_D – давление пара на выходе из котла, D_Q – тепловой поток печи, q – угол открытия клапана подачи пара на турбину, u – управляющее воздействие, меняющее расход топлива в топке, $C_n, k_s, k_\mu, k_m, C_b, T_b$ – постоянные параметры, которые считаются неизвестными. Неизвестной считается также величина q ,

которая рассматривается как неизмеряемое внешнее возмущение. Ставится задача обеспечения, с некоторого момента времени t^* , заданного ограничения на ошибку слежения $e = P_T - P_{T_d}$, где P_{T_d} – требуемая величина давления, причем только рассогласование $e(t)$ может быть измерено.

После ряда преобразований исходная задача слежения сводится к стабилизации системы

$$(8.20) \quad \begin{aligned} \dot{e} &= -k_1 e + \bar{P}_D, \\ \dot{\bar{P}}_D &= -k_2 \bar{P}_D + \bar{D}_Q, \\ \dot{\bar{D}}_Q &= -k_3 \bar{D}_Q + \bar{z}, \\ \dot{\bar{z}} &= v + \eta(t), \end{aligned}$$

где \bar{P}_D , \bar{D}_Q , \bar{z} – новые переменные, введенные при преобразовании, v – (фиктивное) управляющее воздействие, η – неизмеряемое ограниченное возмущение.

Стабилизирующее управление v выбрано в релейной форме $v = -M \operatorname{sign} \bar{z}$, что обеспечивает возникновение скользящего режима на поверхности $\bar{z} \equiv 0$. Поскольку \bar{z} непосредственно не измеряется, используется ее оценка, полученная наблюдателем пониженного (третьего) порядка для системы (8.20).

В [167] выполнено аналитическое исследование системы с предложенным алгоритмом управления и приведены результаты моделирования для конкретных параметров парогенератора и вида возмущений.

9. Заключение

В данной статье представленные в [1] теоретические результаты и методы синтеза наблюдателей возмущений дополняются обзором их применений при решении прикладных задач управления. Рассмотрены такие приложения, как управление судами и подводными аппаратами, управление летательными аппаратами, роботами-манипуляторами, подавление узкополосных вибрационных колебаний, оценивание и подавление возмущений в электротехнических системах, управление автомобилями и их узлами, а также некоторые приложения к промышленным и медицинским системам.

Следует заметить, что многие из представленных в настоящей статье публикаций содержат в себе не только применение известных теоретических результатов к прикладным задачам, но и предлагают новые, достаточно широкие подходы и методы синтеза. Поэтому далеко не всегда удается атрибутировать статью как “теоретическую” или “прикладную”, что, конечно, проявилось при делении обзора на части 1 и 2, которое, в известной степени, условно.

Заметим также большой интерес исследователей к публикациям, имеющим прикладную направленность. Так, статья [82] к моменту написания обзора получила 2396 цитирований в системе Scopus (в среднем – более 200 цитирований в год), статья [146] – 1454 цитирования, статья [63] – 886 цитирований, статья [37] – 760 цитирований, работа [2] – 653 цитирования в течение

четырёх лет с момента выхода, статьи [123] – 606, [117] – 398 цитирований, что выводит публикации по практическому применению наблюдателей возмущений в число наиболее востребованных среди работ по автоматическому управлению. Несомненно, интерес к данной тематике со стороны теоретиков и разработчиков систем управления будет возрастать и в дальнейшем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Андриевский Б.Р., Фуртат И.Б.* Наблюдатели возмущений. Методы и приложения. Часть 1. Методы // *АиТ.* 2020. № 9. С. 3–61.
Andrievsky B.R., Furtat I.B. Disturbance Observers: Methods and Applications. I. Methods. 2020. Vol. 81. No. 9. P. 1563–1610.
2. *Chen W.-H., Yang J., Guo L., Li S.* Disturbance-Observer-Based Control and Related Methods – An Overview // *IEEE T. Ind. Electron.* 2016. V. 63. No. 2. P. 1083–1095.
3. *Zheng Q., Gao Z.* Active Disturbance Rejection Control: Some Recent Experimental and Industrial Case Studies // *Control Theory and Technology.* 2018. V. 16. No. 4. P. 301–313.
4. *Jordán M.A., Bustamante J.L.* A Speed-Gradient Adaptive Control with State/Disturbance Observer for Autonomous Subaquatic Vehicles // *Proc. 45th IEEE Conf. on Decision and Control (CDC 2006), San Diego, CA, USA.* Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006. 13–15 Dec. P. 2008–2013.
5. *Фрадков А.Л.* Схема скоростного градиента и ее применения в задачах адаптивного управления // *АиТ.* 1979. № 9. С. 90–101.
Fradkov A.L. A Scheme of Speed Gradient and Its Application in Problems of Adaptive Control // *Autom. Remote Control.* 1979. V. 40. No. 9. P. 1333–1342.
6. *Фомин В.Н., Фрадков А.Л., Якубович В.А.* Адаптивное управление динамическими объектами. М.: Наука, 1981.
7. *Андриевский Б.Р., Стоцкий А.А., Фрадков А.Л.* Алгоритмы скоростного градиента в задачах управления и адаптации. Обзор // *АиТ.* 1988. № 12. С. 3–39.
Andrievsky B.R., Stotsky A.A., Fradkov A.L. Velocity Gradient Algorithms in Control and Adaptation. A Survey. // *Autom. Remote Control.* 1988. V. 49. No. 12. P. 1533–1564.
8. *Мирошник И.В., Нукифоров В.О., Фрадков А.Л.* Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб.: Наука, 2000.
9. *Andrievsky B.* Speed-Gradient Method in Control Problems for Mobile Mechanical Systems // *Mathematics in Engineering, Science and Aerospace.* 2019. V. 10. No. 4. P. 617–641.
10. *Jordán M.A., Bustamante J.L., Pinna-Cortinas J.M.* Design of Adaptive Control Systems for ROVs Using Inverse Dynamics and State/Disturbance Observation // *Proc. 6th Argentine Symp. Computing Technology (ASSE 2005) Rosario, Argentina.* SADIO, 2005. Aug. 29–31.
11. *Basturk H.I., Doblack J., Krstic M.* Air Cushion Adaptive Disturbance Cancellation for the Reduction of Wave Induced Motion of Ramp-Connected Ships // *Proc. 11th Int. Conf. Fast Sea Transportation (FAST 2011).* Amer. Soc. Naval Engineers, 2011. P. 114–121.
12. *Sorensen A.J., Egeland O.* Design of Ride Control System for Surface Effect Ships Using Dissipative Control // *Automatica.* 1995. Feb. V. 31. No. 2. P. 183–199.

13. *Никифоров В.О.* Наблюдатели внешних детерминированных возмущений I. Объекты с известными параметрами // *АиТ.* 2004. № 10. С. 13–24. URL: <http://mi.mathnet.ru/at1642>.
Nikiforov V.O. Observers of External Deterministic Disturbances. I. Objects with Known Parameters // *Autom. Remote Control.* 2004. V. 65. No. 10. P. 1531–1541.
14. *Никифоров В.О.* Наблюдатели внешних детерминированных возмущений II. Объекты с неизвестными параметрами // *АиТ.* 2004. № 11. С. 40–48. URL: <http://mi.mathnet.ru/at1658>.
Nikiforov V.O. Observers of External Deterministic Disturbances. II. Objects With Unknown Parameters // *Autom. Remote Control.* 2004. V. 65. No. 11. P. 1724–1732.
15. *Basturk H.I., Krstic M.* Adaptive Wave Cancelation by Acceleration Feedback for Ramp-Connected Air Cushion-Actuated Surface Effect Ships // *Automatica.* 2013. V. 49. P. 2591–2602.
16. *Du J., Hu X., Krstić M., Sun Y.* Robust Dynamic Positioning of Ships with Disturbances Under Input Saturation // *Automatica.* 2016. V. 73. P. 207–214.
17. *Swaroop D., Hedrick J.K., Yip P.P., Gerdes J.C.* Dynamic Surface Control for a Class of Nonlinear Systems // *IEEE T. Automat. Contr.* 2000. V. 45. No. 10. P. 1893–1899.
18. *Fossen T.I., Strand J.P.* Passive Nonlinear Observer Design for Ships Using Lyapunov Methods: Full-Scale Experiments with a Supply Vessel // *Automatica.* 1999. Jan. V. 35. No. 1. P. 3–16.
19. *Hu X., Du J., Sun Y.* Robust Adaptive Control for Dynamic Positioning of Ships // *IEEE J. Oceanic Eng.* 2017. Oct. V. 42. No. 4. P. 826–835.
20. *Massey T., Shtessel Y.* Continuous Traditional and High-Order Sliding Modes for Satellite Formation Control // *J. Guid. Control Dynam.* 2005. July–Aug. V. 28. No. 4. P. 826–831.
21. *Levant A.* Universal SISO Sliding-Mode Controllers with Finite-Time Convergence // *IEEE T. Automat. Contr.* 2001. Sep. V. 49. No. 9. P. 1447–1451.
22. *Уткин В.И.* Скользящие режимы и их применения в системах с переменной структурой. Наука: М., 1974.
23. *Utkin V., Guldner J., Shi J.* Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. London: Taylor & Francis, 1999.
24. *Андреевский Б.Р., Фрадков А.Л.* Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB. СПб: Наука, 1999.
25. *Андреевский Б.Р., Бобцов А.А., Фрадков А.Л.* Методы анализа и синтеза нелинейных систем управления. М.–Ижевск: ИКИ, 2018.
26. *Brown M., Shtessel Y.B.* Disturbance Rejection Techniques for Finite Reaching Time Continuous Sliding Mode Control // *Proc. American Control Conf. (ACC 2001), Arlington, Virginia, USA.* V. 6. Piscataway, NJ: IEEE Publications, 2001. June, 24. P. 4998–5003.
27. *Besnard L., Shtessel Y.B., Landrum B.* Quadrotor Vehicle Control Via Sliding Mode Controller Driven By Sliding Mode Disturbance Observer // *J. Franklin I.* 2012. Vol. 349. No. 2. P. 658–684.
28. *Besnard L., Shtessel Y.B., Landrum B.* Control of a Quadrotor Vehicle Using Sliding Mode Disturbance Observer // *Proc. AIAA Conf. Guidance, Navigation and Control.* 2007. Aug. P. Paper AIAA–2007–6316.

29. *Hall C.E., Shtessel Y.B.* Sliding Mode Disturbance Observer-Based Control for a Reusable Launch Vehicle // *J. Guid. Control Dynam.* 2006. Nov.–Dec. V. 29. No. 6. P. 1315–1328.
30. *Lee H., Huang X., Yin H.* Enhanced Sliding Mode Control for Missile Autopilot Based on Nonlinear Disturbance Observer // *Proc. Int. Joint Conf. Computational Sciences and Optimization (CSO 2009)*, Sanya, Hainan, China. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009. 24–26 Apr. P. 210–213.
31. *Goldberg D.E.* Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning. Boston, MA, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989.
32. *Расстригин Л.А.* Статистические методы поиска. М.: Наука, 1968.
33. *Nichols R.A., Reichert R.T., Rugh W.J.* Gain Scheduling for H-Infinity Controllers: A Flight Control Example // *IEEE T. Contr. Syst. Technol.* 1993. Jun. V. 1. No. 2. P. 69–79.
34. *TC ISO/TC 20/SC 8.* Flight Dynamics – Concepts, Quantities and Symbols – Part 1: Aircraft Motion Relative to the Air. 1988. Apr.
URL: <https://www.iso.org/ru/standard/5699.html>.
35. *ГОСТ 20058-80.* Динамика летательных аппаратов в атмосфере: Термины, определения и обозначения. М.: Изд-во стандартов, 1981.
36. *Халил Х.К.* Нелинейные системы / Под. ред. А.Л. Фрадкова. М.–Ижевск: Регулярная и хаотическая динамика: Ин-т компьютерных исследований, 2009.
37. *Xu H., Mirmirani M.D., Ioannou P.A.* Adaptive Sliding Mode Control Design for a Hypersonic Flight Vehicle // *J. Guid. Control Dynam.* 2004. Sep.–Oct. V. 27. No. 5. P. 829–838.
38. *Yang J., Li S., Sun C., Guo L.* Nonlinear-Disturbance-Observer-Based Robust Flight Control for Airbreathing Hypersonic Vehicles // *IEEE T. Aerosp. Electron. Syst.* 2013. V. 49. No. 2. P. 1263–1275.
39. *Буков В.Н.* Вложение систем. Аналитический подход к анализу и синтезу матричных систем. Калуга: Изд-во научной литературы Н.Ф. Бочкаревой, 2006.
40. *Yang J., Chen W.-H., Li S.* Non-Linear Disturbance Observer-Based Robust Control for Systems with Mismatched Disturbances/Uncertainties // *IET Control Theory A.* 2011. V. 5. No. 18. P. 2053–2062.
41. *Levant A.* High-Order Sliding Models, Differentiation and Output-Feedback Control // *Int. J. Control.* 2003. June–July. V. 9. No. 10. P. 924–941.
42. *Levant A.* Quasi-Continuous High-Order Sliding-Mode Controllers // *IEEE T. Automat. Contr.* 2005. Nov. V. 50. No. 11. P. 1812–1816.
43. *Shtessel Y.B., Shkolnikov I.A., Levant A.* Guidance and Control of Missile Interceptor Using Second-Order Sliding Modes // *IEEE T. Aerosp. Electron. Syst.* 2009. V. 45. No. 1. P. 110–124.
44. *Pyrkin A.A., Bobtsov A.A., Kolyubin S.A., et al.* Output Controller for Quadcopters with Wind Disturbance Cancellation // *Proc. 2014 IEEE Conf. on Control Applications (CCA 2014)*, Antibes, France. IEEE, 2014. P. 166–170.
45. *Бобцов А.А.* Робастное управление по выходу линейной системой с неопределенными коэффициентами // *АиТ.* 2002. № 11. С. 108–117.
URL: <http://mi.mathnet.ru/at2180>.
Bobtsov A.A. Robust Output-Control for a Linear System with Uncertain Coefficients // *Autom. Remote Control.* 2002. V. 63. No. 11. P. 1794–1802.

46. *Бобцов А.А., Капитонов А.А., Николаев Н.А.* Управление по выходу нелинейными системами с неучтенной динамикой // *АиТ.* 2010. № 12. С. 3–10.
Bobtsov A.A., Kapitonov A.A., Nikolaev N.A. Control Over the Output of Nonlinear Systems with Unaccounted-Dynamics // *Autom. Remote Control.* 2010. V. 71. No. 12. P. 2497–2504.
47. *Caverly R., Forbes J.R., Danowsky B., Suh P.M.* Gust-Load Alleviation of a Flexible Aircraft using a Disturbance Observer // *Proc. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conf., AIAA SciTech Forum, (AIAA 2017-1718).* Grapevine, Texas, USA: AIAA, 2017. P. 1–15.
48. *Schrijver E., van Dijk J.* Disturbance Observers for Rigid Mechanical Systems: Equivalence, Stability, and Design // *J. Dyn. Sys., Meas., Control.* 2002. Dec. Vol. 124. No. 4. P. 539–548.
49. *Sun J., Wang C., Xin R.* Anti-Disturbance Study of Position Servo System Based on Disturbance Observer // *IFAC-PapersOnLine.* 2018. V. 51. No. 4. P. 202–207.
50. *Бесекеерский В.А., Попов Е.П.* Теория систем автоматического регулирования. Изд. 4-е, перераб. и дополн. СПб: “Профессия”, 2003. 752 С.
51. *Demircioglu H., Basturk H.I.* Adaptive Attitude and Altitude Control of a Quadrotor Despite Unknown Wind Disturbances // *Proc. 56th Annual Conf. Decision and Control (CDC 2017), Melbourne, Australia.* V. 2018-January. 2018. P. 274–279.
52. *Umeno T., Hori Y.* Robust Speed Control of DC Servomotors Using Modern Two Degrees-of-Freedom Controller Design // *IEEE T. Ind. Electron.* 1991. Oct. V. 38. No. 5. P. 363–368.
53. *Umeno T., Kaneko T., Hori Y.* Robust Servosystem Design with Two Degrees of Freedom and Its Application to Novel Motion Control of Robot Manipulators // *IEEE T. Ind. Electron.* 1993. Oct. V. 40. No. 5. P. 473–485.
54. *Попов Е.П.* Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: Учебное пособие для вузов. – Второе издание, переработанное и дополненное. М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1989.
55. *Ohishi K., Ohnishi K., Miyachi K.* Torque-Speed Regulation of DC Motor Based on Load Torque Estimation Method // *Proc. Int. Power Electronics Conf. (IPEC-Tokyo '83) Tokyo, Japan / Ed. by D. Gakkai. Inst. Electrical Engineers of Japan,* 1983. March 27–31. V. 2. P. 1209–1218.
56. *Ohnishi K.* New Development of Servo Technology in Mechatronics // *IEEE T. Ind. Applicat.* 1987. Vol. 107. No. 1. P. 83–86.
57. *Elmali H., Olgac N.* Sliding Mode Control With Perturbation Estimation (SMCPE): A New Approach // *Int. J. Control.* 1992. V. 56. No. 4. P. 923–941.
58. *Eom K., Suh I., Chung W., Oh S.-R.* Disturbance Observer Based Force Control of Robot Manipulator Without Force Sensor // *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation.* V. 4. 1998. P. 3012–3017.
59. *Hacksel P., Salcudean S.* Estimation Of Environment Forces and Rigid-Body Velocities Using Observers // *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation.* V. 2. 1994. P. 931–936.
60. *Lewis F., Abdallah C., Dawson D.* Control of Robot Manipulators. Macmillan Publishing Company, 1993.
61. *Oh H., Chung W.* Disturbance-Observer-Based Motion Control of Redundant Manipulators Using Inertially Decoupled Dynamics // *IEEE/ASME T. Mechatronics.* 1999. V. 4. No. 2. P. 133–146.

62. *Johnson C.* Accommodation Of Disturbances in Optimal Control Problems // Int. J. Control. 1972. V. 15. No. 2. P. 209–231.
63. *Chen W.-H., Ballance D.J., Gawthrop P.J., O'Reilly J.* A Nonlinear Disturbance Observer for Robotic Manipulators // IEEE T. Ind. Electron. 2000. Aug. V. 47. No. 4. P. 932–938.
64. *Norrlof M.* An Adaptive Iterative Learning Control Algorithm with Experiments on An Industrial Robot // IEEE T. Robot. Automat. 2002. V. 18. No. 2. P. 245–251.
65. *Moore K.* Iterative Learning Control – An Expository Overview // Applied and Computational Controls, Signal Processing and Circuits. 1998. V. 1.
66. *Bien Z., Xu J.-X.* Iterative Learning Control: Analysis, Design, Integration and Application. Kluwer Academic Publishers, 1998.
67. *Emelianova J., Pakshin P., Galkowski K., Rogers E.* Stability of Nonlinear Discrete Repetitive Processes with Markovian Switching // Syst. Control Lett. 2015. V. 75. P. 108–116.
68. *Квакернаак Х., Сиван Р.* Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1986.
69. *Краснова С.А., Уткин В.А.* Каскадный синтез наблюдателей состояния динамических систем. М.: Наука, 2006.
70. *Kochetkov S.A., Krasnova S.A., Utkin V.A.* Block Design of Robust Electromechanical Systems // Proc. IEEE Int. Workshop on Variable Structure Systems. V. 2016-July. 2016. P. 86–91.
71. *Краснова С.А.* Каскадный синтез системы управления манипулятором с учетом динамики электроприводов // АиТ. 2001. № 11. С. 51–72.
Krasnova S.A. Cascade Design of a Manipulator Control System with Consideration for Dynamics of Electric Drives // Autom. Remote Control. 2001. V. 62. No. 11. P. 1803–1824.
72. *Krasnova S.A., Utkin V.A., Utkin A.V.* Direct Method of Manipulator Endpoint Control Synthesis // IFAC Proc. Volumes. 2008. V. 41. No. 2. P. 2388–2393.
73. *Zeinali M., Notash L.* Adaptive Sliding Mode Control With Uncertainty Estimator for Robot Manipulators // Mech. Mach. Theory. 2010. V. 45. No. 1. P. 80–90.
74. *Islam S., Liu X.* Robust Sliding Mode Control for Robot Manipulators // IEEE Trans. Ind. Electron. 2011. V. 58. No. 6. P. 2444–2453.
75. *Sun T., Pei H., Pan Y., et al.* Neural Network-Based Sliding Mode Adaptive Control for Robot Manipulators // Neurocomputing. 2011. V. 74. No. 14–15. P. 2377–2384.
76. *Broomhead D.H., Lowe D.* Multivariable Functional Interpolation and Adaptive Networks // Complex Systems. 1988. V. 2. P. 321–355.
77. *Madoński R., Kordasz M., Sauer P.* Application Of a Disturbance-Rejection Controller for Robotic-Enhanced Limb Rehabilitation Trainings // ISA Trans. 2014. V. 53. No. 4. P. 899–908.
78. *Toniatti G., Schiavi R., Bicchi A.* Design and Control of a Variable Stiffness Actuator for Safe and Fast Physical Human/Robot Interaction // Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation (ICRA 2005), Barcelona, Spain. V. 2005. 2005. P. 526–531.
79. *Cheng G., Peng K.* Robust Composite Nonlinear Feedback Control with Application to a Servo Positioning System // IEEE Trans. Ind. Electron. 2007. V. 54. No. 2. P. 1132–1140.

80. *Lin Z., Pachter M., Banda S.* Toward Improvement of Tracking Performance-Nonlinear Feedback for Linear System // *Int. J. Control.* 1998. May. V. 70. No. 1. P. 1–11.
81. *Zhao S., Gao Z.* An Active Disturbance Rejection Based Approach to Vibration Suppression in Two-Inertia Systems // *Asian J. Control.* 2013. V. 15. No. 2. P. 350–362.
82. *Han J.* From PID to Active Disturbance Rejection Control // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2009. V. 56. No. 3. P. 900–906.
83. *Zheng Q., Chen Z., Gao Z.* A Practical Approach to Disturbance Decoupling Control // *Control Eng. Pract.* 2009. V. 17. No. 9. P. 1016–1025.
84. *Zheng Q., Gao L.Q., Gao Z.* On Validation of Extended State Observer Through Analysis and Experimentation // *J. Dyn. Syst., Meas., Control.* 2012. Jan. Vol. 134. No. 2.
85. *Miklosovic R., Radke A., Gao Z.* Discrete Implementation and Generalization of the Extended State Observer // *Proc. American Control Conf. (ACC 2006).* V. 2006. 2006. P. 2209–2214.
86. *Silva A.C., Landau I.D., Airimioaie T.-B.* Direct Adaptive Rejection of Unknown Time-Varying Narrow Band Disturbances Applied to a Benchmark Problem // *Europ. J. Control.* 2013. July. V. 19. No. 4. P. 326–336.
87. *Landau I.D., Silva A.C., Airimioaie T.-B., et al.* Benchmark on Adaptive Regulation–Rejection of Unknown/Time-Varying Multiple Narrow Band Disturbances // *Europ. J. Control.* 2013. July. V. 19. No. 4. P. 237–252.
88. *Francis B.A., Wonham W.M.* The Internal Model Principle of Control Theory // *Automatica.* 1976. V. 12. No. 5. P. 457–465.
89. *Anderson B.D.O.* From Youla–Kucera to Identification, Adaptive and Nonlinear Control // *Automatica.* 1998. Dec. V. 34. No. 12. P. 1485–1506.
90. *Landau I.D., Alma M., Constantinescu A., et al.* Adaptive Regulation – Rejection Of Unknown Multiple Narrow Band Disturbances (A Review on Algorithms and Applications) // *Control Eng. Pract.* 2011. V. 19. No. 10. P. 1168–1181.
91. *Landau I.D., Alma M., Martinez J.J., Buche G.* Adaptive Suppression of Multiple Time-Varying Unknown Vibrations Using an Inertial Actuator // *IEEE Trans. Control Syst. Technol.* 2010. Nov. V. 19. No. 6. P. 1327–1338.
92. *Landau I.D., Constantinescu A., Rey D.* Adaptive Narrow Band Disturbance Rejection Applied to an Active Suspension – An Internal Model Principle Approach // *Automatica.* 2005. Apr. V. 41. No. 4. P. 563–574.
93. *Landau I.D., Constantinescu A., Alma M.* Adaptive Regulation – Rejection of Unknown Multiple Narrow Band Disturbances // *Proc. 17th Mediterran. Conf. Control and Automation (MED'09), Thessaloniki, Greece.* IEEE, 2009. 24–26 June. P. 1056–1065.
94. *Airimioaie T.-B., Landau I.D.* Robust and Adaptive Active Vibration Control Using an Inertial Actuator // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2016. Oct. V. 63. No. 10. P. 6482–6489.
95. *Aranovskiy S., Freidovich L.B.* Adaptive Compensation of Disturbances Formed As Sums of Sinusoidal Signals with Application to an Active Vibration Control Benchmark // *Europ. J. Control.* 2013. July. V. 19. No. 4. P. 253–265.
96. *Ohishi K., Nakao M., Ohnishi K., Miyachi K.* Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 1987. Vol. IE-34. No. 1. P. 44–49.

97. *Yokoyama T., Kawamura A.* Disturbance Observer Based Fully Digital Controlled PWM Inverter for CVCF Operation // IEEE Trans. Power Electron. 1994. V. 9. No. 5. P. 473–480.
98. *Gokhale K., Kawamura A., Hoft R.* Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis // IEEE Trans. Ind. Appl. 1987. Vol. IA-23. No. 5. P. 901–910.
99. *Kempf C.J., Kobayashi S.* Discrete-Time Disturbance Observer Design for Systems with Time Delay // Proc. 4th Int. Workshop on Advanced Motion Control (AMC'96-MIE), Tsu, Mie, Japan. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1996. 18–21 March. P. 332–337.
100. *Kempf C.J., Kobayashi S.* Disturbance Observer and Feedforward Design for a High-Speed Direct-Drive Positioning Table // IEEE Trans. Control Syst. Technol. 1999. Sep. V. 7. No. 5. P. 513–526.
101. *Lee H.S., Tomizuka M.* Robust Motion Controller Design for High-Accuracy Positioning Systems // IEEE Trans. Ind. Electron. 1996. V. 43. No. 1. P. 48–55.
102. *Goodwin G.C., Sin K.S.* Adaptive Filtering Prediction and Control. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1984.
103. *Dash P., Jena R., Panda G., Routray A.* An Extended Complex Kalman Filter for Frequency Measurement of Distorted Signals // IEEE Trans. Instrum. Meas. 2000. V. 49. No. 4. P. 746–753.
104. *Chen X., Su C.-Y., Fukuda T.* A Nonlinear Disturbance Observer For Multivariable Systems and Its Application to Magnetic Bearing Systems // IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2004. V. 12. No. 4. P. 569–577.
105. *Mattavelli P.* An Improved Deadbeat Control for UPS Using Disturbance Observers // IEEE Trans. Ind. Electron. 2005. Feb. V. 52. No. 1. P. 206–212.
106. *Luenberger D.G.* An Introduction to Observers // IEEE Trans. Automat. Control. 1971. Dec. V. 16. P. 596–602.
107. *Андреев Ю.Н.* Управление конечномерными линейными объектами. М.: Наука, 1976.
108. *Krasnova S.A., Utkin V.A.* Prelimit Implementation of States and Disturbances Observer on Sliding Modes // Proc. 2015 Int. Workshop on Recent Advances in Sliding Modes, RASM 2015. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2015. 9–11 Apr.
109. *Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С.* Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979.
110. *Уткин В.А.* Задачи управления асинхронным электроприводом // АиТ. 1993. № 12. С. 53–65.
Utkin V.A. Problems of the Control of Asynchronous Electric Drive // Autom. Remote Control. 1993. V. 54. No. 12. P. 1769–1779.
111. *Краснова С.А., Мысик Н.С.* Каскадный синтез наблюдателя состояния с нелинейными корректирующими воздействиями // АиТ. 2014. № 2. С. 106–128.
Krasnova S.A., Mysik N.S. Cascade Synthesis of a State Observer with Nonlinear Correcting Influences // Autom. Remote Control. 2014. V. 75. No. 2. P. 263–280.
112. *Mohamed Y.A.-R.I.* Design and Implementation of a Robust Current-Control Scheme for a PMSM Vector Drive With a Simple Adaptive Disturbance Observer // IEEE Trans. Ind. Electron. 2007. Aug. V. 54. No. 4. P. 1981–1988.
113. *Деревицкий Д.П., Фрадков А.Л.* Прикладная теория дискретных адаптивных систем управления. М.: Наука, 1981.

114. *Mohamed Y.-R., El-Saadany E.* Robust High Bandwidth Discrete-Time Predictive Current Control with Predictive Internal Model – A Unified Approach For Voltage-Source PWM Converters // IEEE Trans. Power Electron. 2008. V. 23. No. 1. P. 126–136.
115. *Habetler T.G.* A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters // IEEE Trans. Power Electron. 1993. V. 8. No. 1. P. 30–36.
116. *Yazdani D., Mojiri M., Bakhshai A., Joós G.* A Fast and Accurate Synchronization Technique for Extraction of Symmetrical Components // IEEE Trans. Power Electron. 2009. V. 24. No. 3. P. 674–684.
117. *Li S., Liu Z.* Adaptive Speed Control for Permanent-Magnet Synchronous Motor System with Variations of Load Inertia // IEEE Trans. Ind. Electron. 2009. V. 56. No. 8. P. 3050–3059.
118. *Blaschke F.* Principle Of Field Orientation as Used in the New Transvektor Control System for Induction Machines, (Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage fuer die TRANSVEKTOR- Regelung von Drehfeldmaschinen) // Siemens-Z. 1971. V. 45. No. 10. P. 757–760.
119. *Волков Н.И., Миловзоров В.П.* Электромашинные устройства автоматики: Учебник для вузов. М.: Высш. шк., 1986.
120. *Lasca C., Boldea I., Blaabjerg F.* A Class of Speed-Sensorless Sliding-Mode Observers for High-Performance Induction Motor Drives // IEEE Trans. Ind. Electron. 2009. V. 56. No. 9. P. 3394–3403.
121. *She J.-H., Xin X., Pan Y.* Equivalent-Input-Disturbance Approach Analysis and Application to Disturbance Rejection in Dual-Stage Feed Drive Control System // IEEE/ASME Trans. Mechatron. 2011. V. 16. No. 2. P. 330–340.
122. *Schuhmann T., Hofmann W., Werner R.* Improving Operational Performance Of Active Magnetic Bearings Using Kalman Filter and State Feedback Control // IEEE Trans. Ind. Electron. 2012. V. 59. No. 2. P. 821–829.
123. *Yang J., Li S., Yu X.* Sliding-Mode Control for Systems with Mismatched Uncertainties via a Disturbance Observer // IEEE Trans. Ind. Electron. 2013. V. 60. No. 1. P. 160–169.
124. *Chen W.-H.* Nonlinear Disturbance Observer Based Control for Nonlinear Systems with Harmonic Disturbances // IFAC Proc. Volumes. 2001. V. 34. No. 6. P. 329–334. (Proc. 5th IFAC Sympos. on Nonlinear Control Systems 2001, St. Petersburg, Russia, 4–6 July 2001).
125. *Chen W.-H.* Disturbance Observer Based Control for Nonlinear Systems // IEEE/ASME Trans. Mechatron. 2004. Dec. V. 9. No. 4. P. 706–710.
126. *Chen W.-H., Yang J., Guo L., Li S.* Disturbance-Observer-Based Control and Related Methods – An Overview // IEEE Trans. Ind. Electron. 2016. Feb. V. 63. No. 2. P. 1083–1095.
127. *Matthews G., DeCarlo R.* Decentralized Tracking for a Class of Interconnected Nonlinear Systems Using Variable Structure Control // Automatica. 1988. V. 24. No. 2. P. 187–193.
128. *Utkin V., Shi J.* Integral Sliding Mode in Systems Operating Under Uncertainty Condition // Proc. Conf. Decision Control (CDC'96) Koba, Japan. 1996. Dec. P. 4591–4596.
129. *Michail K., Zolotas A., Goodall R.* Optimised Sensor Selection for Control and Fault Tolerance Of Electromagnetic Suspension Systems: A Robust Loop Shaping Approach // ISA Trans. 2014. V. 53. No. 1. P. 97–109.

130. *Yang J., Chen W.-H., Li S. et al.* Disturbance/Uncertainty Estimation and Attenuation Techniques in PMSM Drives – A Survey // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017. V. 64. No. 4. P. 3273–3285.
131. *Venhovens P., Naab K.* Vehicle Dynamics Estimation Using Kalman Filters // *Vehicle Syst. Dyn.* 1999. V. 32. No. 2. P. 171–184.
132. *Dobner D.J.* Dynamic Engine Models for Control Development. Part 1: Nonlinear and Linear Model Formulation // *Application of Control Theory in the Automotive Industry* / Ed. by M. A. Dorgham. 1983. V. SP4 of Proc. Int. Association for Vehicle Design. P. 54–74.
133. *Smith J.M.* Closer Control of Loops with Dead Time // *Chem. Eng. Prog.* 1957. V. 53. No. 5. P. 217–219.
134. *Titov A.V., Pyrkin A.A., Bobtsov A.A., et al.* Output Adaptive Control for Active Suspension Rejecting Road Disturbance // *Proc. Int. Conf. Control Applications (CCA 2011)*, Denver, CO, USA. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011. Sept. 28–30. P. 527–531.
135. *Бобцов А.А., Пыркин А.А.* Компенсация гармонического возмущения в условиях запаздывания по управлению // *Изв. РАН. Теория и системы управления.* 2008. № 4. С. 19–23.
136. *Бобцов А.А., Пыркин А.А.* Компенсация неизвестного синусоидального возмущения для линейного объекта любой относительной степени // *АиТ.* 2009. № 3. С. 114–122. URL: <http://mi.mathnet.ru/at436>.
Bobtsov A.A., Pyrkin A.A. Compensation of Unknown Sinusoidal Disturbances in Linear Plants of Arbitrary Relative Degree // *Autom. Remote Control.* 2009. V. 70. No. 3. P. 449–456.
137. *Lion P.M.* Rapid Identification of Linear and Nonlinear Systems // *AIAA J.* 1967. V. 18. No. 5. P. 1835–1842.
138. *Lindorff D.P., Carrol R.L.* Survey of Adaptive Control Using Lyapunov Design // *Int. J. Contr.* 1973. V. 18. No. 5. P. 897–914.
139. *Narendra K.S., Kudva P.* Stable Adaptive Schemes for System Identification and Control. Part I, II, // *IEEE Trans. Automat. Control.* 1974. Vol. SMS-4. No. 6. P. 542–560.
140. *Gawthrop P.J.* *Continuous-Time Self-Tuning Control.* Letchworth, U.K.: Research Studies Press, 1987.
141. *Demircioglu H., Karasu E.* Generalized Predictive Control: A Practical Application and Comparison of Discrete and Continuous-Time Versions // *IEEE Contr. Syst. Mag.* 2000. V. 20. No. 5. P. 36–47.
142. *Fradkov A.L., Andrievsky B.* Combined Adaptive Controller for UAV Guidance // *Europ. J. Contr.* 2005. V. 11. No. 1. P. 71–79.
143. *Xue W., Bai W., Yang S., et al.* ADRC With Adaptive Extended State Observer and Its Application to Air-Fuel Ratio Control in Gasoline Engines // *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2015. V. 62. No. 9. P. 5847–5857.
144. *Basturk H.I.* A Backstepping Approach for an Active Suspension System // *Proc. American Control Conf. (ACC 2016)*, Boston, MA, USA. AACC, 2016. July 6–8. P. 7579–7583.
145. *Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P.* *Nonlinear and Adaptive Control Design.* Wiley, 1995.
146. *Ohnishi K., Shibata M., Murakami T.* Motion Control for Advanced Mechatronics // *IEEE/ASME Trans. Mechatron.* 1996. V. 1. No. 1. P. 56–67.

147. *Luenberger D.G.* Canonical Forms for Linear Multivariable Systems // IEEE Trans. Automat. Control. 1967. June. V. 12. No. 3. P. 290–293.
148. *Spong M.W., Corke P., Lozano R.* Nonlinear Control of the Reaction Wheel Pendulum // Automatica. 2001. V. 37. P. 1845–1851.
149. *Безнос А.В., Гришин А.А., Ленский А.В., Охоцимский Д.Е., Формальский А.М.* Управление при помощи маховика маятником с неподвижной точкой подвеса // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2004. № 1. С. 27–38.
150. *Андреевский Б.Р.* Глобальная стабилизация неустойчивого маятника с маховичным управлением // Сб. Управление большими системами. 2009. Т. Вып. 24. С. 258–280.
151. *Pyrkin A.A., Bobtsov A.A., Kapitanyuk Y.A., et al.* Adaptive Cancellation of Unknown Multiharmonic Disturbance For Nonlinear Plant With Input Delay // Proc. 19th Mediterranean Conf. Control Automation (MED 2011), Corfu, Greece. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011. 20–23 June.
152. *Pyrkin A.A., Smyshlyaev A., Bekiaris-Liberis N., Krstic M.* Rejection of Sinusoidal Disturbance of Unknown Frequency for Linear System with Input Delay // Proc. American Control Conf. (ACC 2010), Baltimore, USA. IEEE, 2010. 30 June–2 July. P. 5688–5693.
153. *Roetenberg D., Luïnge H., Baten C., Veltink P.* Compensation of Magnetic Disturbances Improves Inertial and Magnetic Sensing of Human Body Segment Orientation // IEEE Trans. Neural Syst. Rehab. Eng. 2005. V. 13. No. 3. P. 395–405.
154. *Fast B., Miklosovic R., Radke A.* Active Disturbance Rejection Control of a MEMS Gyroscope // Proc. American Control Conf. (ACC 2008). 2008. P. 3746–3750.
155. *Zheng Q., Dong L., Lee D., Gao Z.* Active Disturbance Rejection Control for MEMS Gyroscopes // IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2009. V. 17. No. 6. P. 1432–1438.
156. *Basturk H.I.* Observer-Based Boundary Control Design for the Suppression of Stick-Slip Oscillations in Drilling Systems With Only Surface Measurements // J. Dynamic Systems, Measurement, and Control. 2017. Oct. Vol. 139. P. 104501–7.
157. *Krstic M.* Delay Compensation for Nonlinear, Adaptive and PDE Systems. Basel, Switzerland: Birkhäuser, 2012.
158. *Krstic M., Smyshlyaev A.* Backstepping Boundary Control for First-Order Hyperbolic PDEs and Application to Systems With Actuator and Sensor Delays // Syst. Control Lett. 2008. V. 57. No. 9. P. 750–758.
159. *Zhang H., Zhang G., Wang J. H.* H_∞ Observer Design for LPV Systems with Uncertain Measurements on Scheduling Variables: Application to an Electric Ground Vehicle // IEEE/ASME Trans. Mechatron. 2016. V. 21. No. 3. P. 1659–1670.
160. *Chen X., Li J., Yang J., Li S.* A Disturbance Observer Enhanced Composite Cascade Control with Experimental Studies // Int. J. Control, Automation and Systems. 2013. V. 11. No. 3. P. 555–562.
161. *Zhao D., Zheng Q., Gao F., et al.* Disturbance Decoupling Control of an Ultra-High Speed Centrifugal Compressor for the Air Management of Fuel Cell Systems // Int. J. Hydrogen Energ. 2014. V. 39. No. 4. P. 1788–1798.
162. *Vahidi A., Kolmanovsky I., Stefanopoulou A.* Constraint Management in Fuel Cells: A Fast Reference Governor Approach // Proc. 2005, American Control Conf. (ACC 2005), Portland, OR, USA. 2005. V. 6. P. 3865–3870.
163. *Zhao D., Dou M., Blunier B., Miraoui A.* Control of an Ultra High Speed Centrifugal Compressor for the Air Management of Fuel Cell Systems // Conf. Record – IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society). 2012.

164. *Уткин В.А.* Метод разделения движений в задачах наблюдения // *АиТ.* 1990. № 3. С. 27–37.
Utkin V.A. Method of Separation of Motions in Observation Problems // *Autom. Remote Control.* 1990. V. 51. No. 3. P. 300–308.
165. *Уткин В.А.* Инвариантность и автономность в системах с разделяемыми движениями // *АиТ.* 2001. № 11. С. 73–94.
Utkin V.A. Invariance and Independence in Systems with Separable Motion // *Autom. Remote Control.* 2001. V. 62. No. 11. P. 1825–1843.
166. *Краснова С.А., Уткин В.А., Уткин А.В.* Блочный подход к анализу и синтезу инвариантных нелинейных систем слежения // *АиТ.* 2017. № 12. С. 26–53.
Krasnova S.A., Utkin V.A., Utkin A.V. Block Approach to Analysis and Design of the Invariant Nonlinear Tracking Systems // *Autom Remote Control.* 2017. V. 78. No. 12. P. 2120–2140.
167. *Уткин А.В., Уткин В.А.* Робастный синтез системы управления парогенератором при воздействии внешних возмущений // Сб. тр. XIV Междунар. науч. конф. “Устойчивость и колебания нелинейных систем управления (Конференция Пятницкого)”, 30 мая–01 июня 2018 г. Изд.-во: ИПУ РАН, Москва. С. 445–448.
Utkin A.V., Utkin V.A. Robust Synthesis of the Control System of a Steam Generator Under the Action of External Disturbances // *Proc. 2018 14th Int. Conf. Stability and Oscillations of Nonlinear Control Systems (Pyatnitskiys Conf.), STAB 2018.* 2018. P. 1–4.

Статья представлена к публикации членом редколлегии М.В. Хлебниковым.

Поступила в редакцию 22.10.2019

После доработки 16.03.2020

Принята к публикации 25.05.2020