

---

---

# ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

---

---

УДК 681.5.015.8  
DOI: 10.17586/0021-3454-2021-64-9-728-740

## ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ ОПТИМИЗАЦИИ РОБАСТНОГО УПРАВЛЕНИЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИМИ И МЕХАТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ

Т. ОРЛОВСКА-КОВАЛЬСКА<sup>1</sup>, С. Ю. ЛОВЛИН<sup>2</sup>, М. Х. ЦВЕТКОВА<sup>2</sup>,  
В. М. МУСАЛИМОВ<sup>2</sup>, М. В. АБРАМЧУК<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Вроцлавский университет науки и технологии, 50-370, Вроцлав, Польша,

<sup>2</sup>Университет ИТМО, 197101, Санкт-Петербург, Россия

E-mail: seri-l@yandex.ru

Предложен новый численный метод оптимизации робастных регуляторов робототехнических и мехатронных систем. Метод основан на минимизации максимума амплитудно-частотной характеристики передаточной функции системы управления от возмущения к регулируемой координате. Устойчивость системы обеспечивается новым методом ограничения области поиска параметров регулятора, основанным на радиусе запаса устойчивости. Этот метод оптимизации состоит из параметрической и структурной настройки системы управления. Приведены результаты экспериментов, подтверждающие верность метода.

**Ключевые слова:** робастное управление, мехатронные системы, численные методы

**Введение.** В XXI веке, в эпоху автоматизации, киберфизических систем и беспилотных приложений как никогда актуально стремление заменить человека во многих сферах, где его деятельность связана с рутинными повторяющимися действиями, которые можно автоматизировать. Рассматриваемые в настоящей статье частотный метод синтеза робастного управления и алгоритм численной оптимизации параметров регуляторов синтезированной системы управления открывают возможность автоматизации синтеза систем управления робототехническими и мехатронными системами.

Частотные методы синтеза систем управления не теряют своей актуальности благодаря тому, что могут применяться в областях, где аналитический синтез управления недоступен или характеризуется высокой ресурсоемкостью. Синтез систем управления таким методом позволяет исключить этап структурной и параметрической идентификации объекта управления и сразу синтезировать регулятор на основе его частотной характеристики. Алгоритмы управления, базирующиеся на частотном методе синтеза, рассматриваются в работах по управлению беспилотными летательными аппаратами [1], электроприводами компрессоров и вентиляторов [2, 3], морскими подвижными объектами [4] и др.

Одна из основных частей робототехнических и мехатронных систем — сервопривод, главное качество которого — точность поддержания одной из координат (положения или скорости). Многообразие объектов управления сервоприводами не позволяет разработать универсальную систему управления, которая подходила бы для всех объектов и в то же время обладала приемлемыми качествами. Высокая точность системы управления с сервопривода-

ми достигается благодаря проводимой специалистами структурной и параметрической идентификации объекта управления [5] и последующему синтезу системы в соответствии с объектом управления. Существует множество аналитических методов синтеза системы управления (модальное управление, оптимальное, адаптивное и др.), для которых требуется качественная аналитическая модель [6—11]. Такую модель управляемого объекта может синтезировать только специалист, так как только он может решить, какими свойствами реального объекта управления можно пренебречь и, соответственно, как его описать.

В численных методах настройки регуляторов могут не использоваться аналитические модели объекта управления и синтез регуляторов осуществляется на основе частотной характеристики объекта управления, полученной опытным путем. Таким образом, появляется возможность автоматизации процесса синтеза системы управления [12]. Соответственно целью данной статьи является разработка алгоритма синтеза и численной настройки системы управления сервоприводом с возможностью ее автоматизации.

В статье представлены решения трех задач, позволяющие достичь поставленной цели. Первая задача — это выбор функционала, который складывается из показателей качества системы управления и описывает ее главное необходимое качество — точность. Вторая задача — выбор ограничений, характеризующих робастность системы управления. Третья задача — синтез алгоритма численной оптимизации, который позволяет найти структуру и параметры регулятора, удовлетворяющие минимуму выбранного функционала при сохранении заданных ограничений. Универсальных методов оптимизации не существует. Для каждой конкретной задачи, с учетом ее особенностей, необходимо разработать устойчивый метод с достаточно высокой скоростью поиска [12—19].

В этом направлении существует множество работ по настройке ПИД-регуляторов численными методами: оптимизация параметров ПИД-регулятора на основании годографа Найквиста [12], оптимизация параметров дробно-степенных ПИД-регуляторов [13], оптимизация параметров ПИД-регуляторов по переходным процессам [14, 15] и др. В настоящей статье предлагается расширить возможности таких методов за счет автоматизации выбора конструкции регулятора и добавления корректирующих фильтров, позволяющих обеспечить более высокую точность по сравнению с точностью системы ПИД-регулирования при сохранении заданной робастности системы управления и в отсутствие квалифицированного специалиста.

В качестве объекта управления рассматривается электропривод сложной многомассовой нагрузки (например, электропривод оси траекторного телескопа). Предметом исследования является поддержание заданной устойчивости системы управления при достижении оптимальной точности. Точность системы управления характеризуется функционалом качества, который рассчитывается как максимум амплитудно-частотной характеристики (АХЧ) от возмущения к управляемой координате с накладываемыми ограничениями, определяющими заданную степень устойчивости системы управления.

**Метод оптимизации.** Достижение высокой точности системы управления электроприводами робототехнических и мехатронных объектов — актуальная задача. Эти объекты не могут быть описаны точной математической моделью [9—11], они имеют переменные параметры и множество резонансов. На рис. 1 представлены частотные характеристики прецизионного азимутального электропривода оптического телескопа.

Предпочтительной является система управления с несколькими контурами вследствие возможности ограничения скорости ротора [11, 20] и силы тока [20, 21], что важно для прецизионных электроприводов.

Токовый контур настроен на апериодическую передаточную функцию [20, 21]. Блоки ограничения сигнала расположены на входе контура скорости и на входе контура тока и позволяют удерживать сигнал в заданных пределах. Ограничения устанавливаются в соответствии

с указанными пределами регулируемого значения сигнала, точностью его регулирования и величиной превышения.

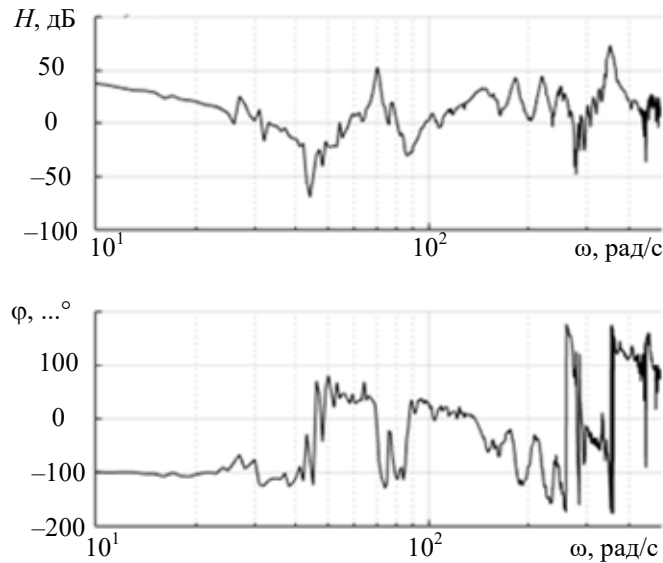


Рис. 1

Контур скорости обеспечивает точность системы управления приводом при наличии возмущающих моментов. Интегральный компонент регулятора обеспечивает астатизм первого порядка по возмущению, что необходимо для компенсации постоянной составляющей кулоновского трения. Астатизм высшего порядка отрицательно влияет на работу системы управления при инфранизких скоростях изменения заданной координаты (угловые секунды в секунду) [21]. Пропорциональный регулятор используется в контуре положения. Третий порядок астатизма реализуется путем комбинированного управления.

В целом объект управления контура скорости представляет собой сложную многоэлементную конструкцию, пример частотной характеристики которой приведен на рис. 1. Кроме того, система управления является цифровой и имеет задержки, что приводит к появлению колебаний на частоте механических резонансов [10, 11, 20] и даже к потере устойчивости замкнутой системы управления.

Рассмотрим процессы синтеза и настройки робастного регулятора численным методом на примере регулятора контура скорости. В общем виде регулятор может быть представлен следующим выражением:

$$W_{reg}(s) = \frac{K_p (T_{b1}s + 1) \dots (T_{bn}s + 1)}{(T_{a1}s + 1) \dots (T_{am}s + 1)},$$

где  $T_{b1} \dots T_{bn}, T_{a1} \dots T_{am}$  — постоянные времени числителя и знаменателя передаточной функции регулятора;  $K_p$  — статический коэффициент усиления регулятора;  $s$  — оператор Лапласа.

Целесообразность такой формы представления регулятора заключается в том, что управлять его стабильностью достаточно просто. Регулятор с отрицательными полюсами и нулями будет устойчивым. Введение ограничений на максимальное значение полюсов и нулей важно для дискретного регулятора. Недостаток такой формы в том, что одному регулятору соответствуют несколько последовательностей одинаковых полюсов и нулей.

Изменим форму представления регулятора. Установим только первый нуль  $r_{b1}$  и первый полюс  $r_{a1}$ , а остальные значения — через соотношение между ними ( $\delta r_{ai}, \delta r_{bi}$ ) и значениями предыдущих нулей и полюсов:

$$W_{reg}(s) = \left| \frac{r_{a1}^m \cdot \delta r_{a2}^{m-1} \cdot \delta r_{a3}^{m-2} \dots}{r_{b1}^n \delta r_{b2}^{n-1} \cdot \delta r_{b3}^{n-2} \dots} \right| \cdot \frac{K_p (s - r_{b1})(s - (r_{b1} \cdot \delta r_{b2}))(s - (r_{b1} \cdot \delta r_{b2} \cdot \delta r_{b3})) \dots}{(s - r_{a1})(s - (r_{a1} \cdot \delta r_{a2}))(s - (r_{a1} \cdot \delta r_{a2} \cdot \delta r_{a3})) \dots s}.$$

Таким образом, все нули и полюса располагаются в порядке убывания со значениями коэффициентов больше единицы. Это сокращает область поиска и исключает идентичные регуляторы с разными порядками нулей и полюсов.

В общем случае частотные характеристики передаточных функций систем управления от возмущения  $f_\omega$  к скорости  $\Omega$  объекта управления аналогичны приведенным на рис. 2. Наименьший максимум АЧХ соответствует системе управления с наилучшими свойствами по подавлению возмущений.

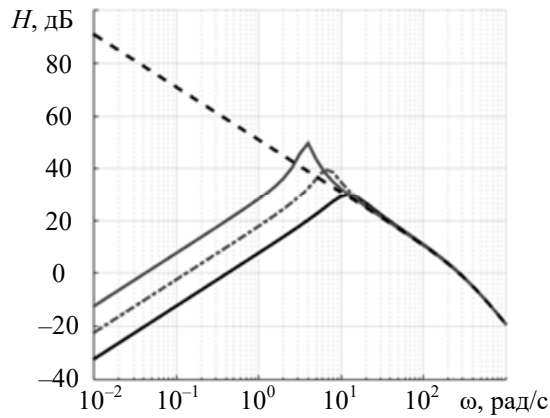


Рис. 2

Основной спектр механических возмущений обычно располагается перед частотой первого механического резонанса. Очевидно, что максимально возможное среднеквадратическое отклонение (СКО) ошибки слежения в основном определяется максимумом АЧХ от возмущения к скорости объекта управления в низкочастотном диапазоне  $W_B(j\omega)$ . В этом случае качество системы управления можно определить по значению максимальной АЧХ упрощенной модели объекта управления:

$$W_{ob}(s) = \frac{\Omega(s)}{i_z(s)} = \frac{K_{ob}}{T_T s^2 + s},$$

где  $K_{ob}$  — статистический коэффициент передачи объекта управления;  $i_z$  — сигнал задания по току;  $T_T$  — постоянная времени контура тока.

Целевая функция (ЦФ)  $F$  равна

$$F(r) = \max |W_B(r, j\omega)|,$$

где  $W_B$  — комплексная передаточная функция системы управления объектом,  $r$  — вектор параметров регулятора; проблема заключается в определении такого  $r$ , чтобы

$$F(r) \rightarrow \min.$$

Эта задача решается численно методом бисекции.

Робастность системы управления к изменению параметров объекта управления (а значит, и его частотной характеристики) обеспечивается ограничениями, которые вводятся в алгоритм поиска оптимального решения.

Согласно критерию Найквиста, если система управления без обратной связи устойчива и контур Найквиста такой системы не охватывает точку  $(-1; j0)$ , то система управления с обратной связью будет устойчивой. Кроме того, системы с малыми запасами по усилению и фазе обычно не работают на практике [22]. Радиус запаса устойчивости, введенный А. Г. Александровым [23], является обобщением этих понятий.

На рис. 3, а показан годограф Найквиста устойчивой разомкнутой системы управления прецизионным электроприводом. Если в качестве ограничительной функции выбрать расстояние от точки  $(-1; j0)$  до годографа, то можно оценить только запас устойчивости системы управления. Отличить стабильную систему управления от нестабильной невозможно. Это

расстояние предлагается выбирать с отрицательным знаком, если годограф Найквиста не охватывает точку  $(-1; j0)$ , и положительным в противном случае:

$$h = \begin{cases} \max \left( -\sqrt{(1 + \operatorname{Re}(W_{op}(j\omega)))^2 + (\operatorname{Im}(W_{op}(j\omega)))^2} + r \right), & \text{если } |f_{st}| < 2\pi, \\ \min \left( \sqrt{(1 + \operatorname{Re}(W_{op}(j\omega)))^2 + (\operatorname{Im}(W_{op}(j\omega)))^2} + r \right), & \text{если } |f_{st}| \geq 2\pi, \end{cases}$$

где  $W_{op}(j\omega)$  — передаточная функция системы управления без обратной связи,  $f_{st}$  — угол поворота годографа вокруг точки  $(-1; j0)$ .

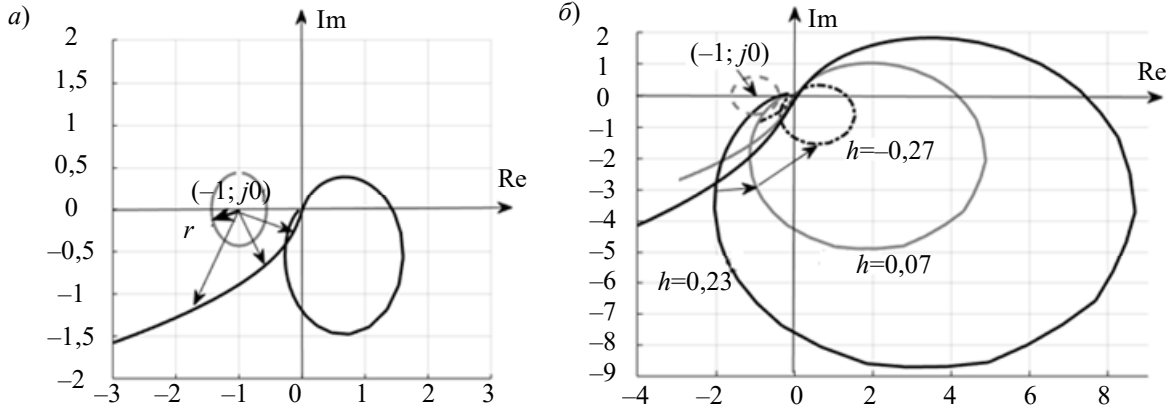


Рис. 3

Благодаря такой форме представления ограничительная функция  $h$  остается непрерывной, когда годограф пересекает окружность, характеризующую устойчивость системы управления. В то же время ограничительная функция  $h$  характеризует минимальное расстояние до этой окружности.

На рис. 3, б представлены годографы для различных значений ограничительной функции  $h$ . Годограф стремится к области, соответствующей устойчивым системам управления, когда значение функции  $h$  уменьшается. Это свойство функции  $h$  позволяет не только ограничить область поиска параметров регулятора, но и найти параметры регулятора для устойчивой системы управления при начальных условиях поиска, соответствующих нестабильной системе.

Полученная экспериментально АЧХ ограничена диапазоном частот (см. рис. 1), за пределами которого сложно оценить стабильность системы. Следовательно, фазовый сдвиг должен быть больше  $180^\circ$  на нижней частоте диапазона, а коэффициент усиления должен быть меньше единицы на верхней частоте диапазона. Кроме того, необходимо, чтобы абсолютные значения всех нулей регулятора были меньше верхней частоты диапазона, а абсолютные значения всех полюсов — выше нижней частоты диапазона. Абсолютные значения полюсов регулятора также должны быть меньше половины частоты дискретизации.

Таким образом, можно сформулировать задачу настройки регулятора контура скорости как поиск таких параметров регулятора, при которых максимум АЧХ был бы минимальным среди вариантов, удовлетворяющих вышеприведенным ограничениям.

**Алгоритм поиска оптимальных параметров регулятора.** Рис. 4, а—в иллюстрируют зависимость целевой функции  $F(r)$  от коэффициента  $K_p$  и одного из нулей или полюсов регулятора.

Введем переменную  $n$ , такую что

$$K_p(n) = 10^{\beta_K + n\Delta_s}; \quad r_{b1}(n) = 10^{\beta_{rb1} + n\Delta_s}; \quad \delta r_{bi}(n) = 10^{n\Delta_s};$$

$$r_{a1}(n) = 10^{\beta_{ra1} + n\Delta_s}; \quad \delta r_{ai}(n) = 10^{n\Delta_s},$$

где  $10^{\beta_K}, 10^{\beta_{rb1}}, 10^{\beta_{ra1}}$  — начальные значения для поиска параметров регулятора,  $\Delta_s$  — приращение.

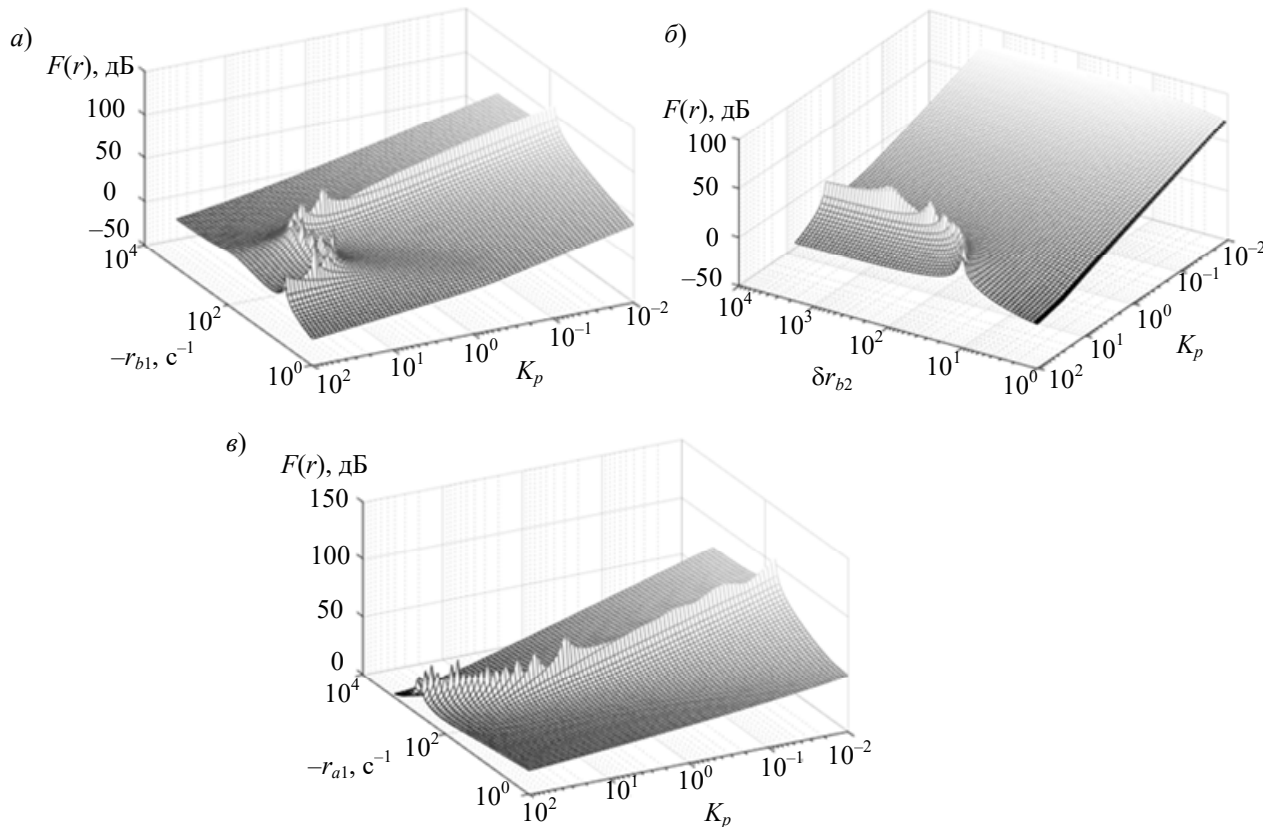


Рис. 4

Как видно из графиков 4,  $a$ — $в$ , зависимость ЦФ  $F(r)$  от переменной  $n$  близка к линейной. Запишем алгоритм определения минимума ограничительной функции  $h$ .

*Шаг 1.* Установить начальное значение для целевой функции  $H_3$ .

*Шаг 2.* Найти значения  $K_p, r_{b1}, \delta r_{bi}, r_{a1}, \delta r_{ai}$  с ограничительной функцией  $h < 0$ , используя метод координатного спуска.

*Шаг 3.* Если п. 2 не выполнен, установить  $H_3 = H_3 \cdot 10^{-\Delta_s}$  и повторить п. 2.

*Шаг 4.* Установить  $H_3 = H_3 \cdot 10^{-\Delta_s}$ .

*Шаг 5.* Найти значения  $K_p, r_{b1}, \delta r_{bi}, r_{a1}, \delta r_{ai}$  с ограничительной функцией  $h < 0$ , используя предыдущие значения, найденные в п. 2, в качестве начальных. Воспользоваться методом координатного спуска.

*Шаг 6.* Если п. 5 не выполнен, установить  $\Delta_s = \Delta_s/2$  и  $H_3 = H_3 \cdot 10^{-\Delta_s}$  и повторить п. 5; в противном случае установить  $H_3 = H_3 \cdot 10^{-\Delta_s}$  и повторить п. 5; повторять, пока  $\Delta_s > \Delta_{\min}$ , где  $\Delta_{\min}$  — приращение, при котором выполнение алгоритма прекращается.

Используя приведенный алгоритм, можно найти регулятор с минимальным значением ограничительной функции  $h$  для определенного значения  $H_3$ . Тогда проблема поиска регулятора с минимальным значением ЦФ  $F(r)$  решается методом бисекции на интервале найденных значений  $H_3$ , соответствующем стабильному и нестабильному набору параметров регулятора.

**Корректирующие фильтры.** В большинстве случаев в системе управления достаточно ПИ-регулятора. Увеличение числа реальных полюсов регулятора, сопровождающее увеличение

числа нулей, ухудшает максимально достижимую точность системы управления. В этом случае следует добавить блоки с комплексными нулями и полюсами.

Заслуживают внимания три версии блоков, которые во всех случаях являются передаточными функциями второго порядка. При необходимости можно увеличить порядок всего регулятора путем последовательного подключения новых блоков.

В первом варианте присутствуют только комплексные полюса:

$$W_I(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_I^2} s^2 + 2 \frac{1}{\omega_I} \xi_I s + 1},$$

где  $\omega_I$  и  $\xi_I$  — переменные параметры; для  $\omega_I$  применяются ограничения, принятые для полюсов и нулей регулятора, а  $\xi_I$  находится в диапазоне  $[0; 1]$ .

Второй вариант:

$$W_{II}(s) = \frac{\frac{1}{\omega_{bII}^2} s^2 + 2 \frac{1}{\omega_{bII}} \xi_{bII} s + 1}{\frac{1}{\omega_{aII}^2} s^2 + 2 \frac{1}{\omega_{aII}} \xi_{aII} s + 1},$$

где  $\omega_{aII}$ ,  $\omega_{bII}$ ,  $\xi_{aII}$ ,  $\xi_{bII}$  — переменные параметры с теми же ограничениями, что и в первой версии, добавляется только  $\omega_{aII} < \omega_{bII}$ .

Эти две версии соответствуют различным типовым фильтрам нижних частот второго порядка. На рис. 5, а показаны частотная и фазовая характеристики передаточных функций  $W_I(s)$  (кривая 1) и  $W_{II}(s)$  (кривая 2). Полюса передаточных функций для трех показанных графиков одинаковы, разница только в нулях передаточных функций. Очевидно, что второй вариант обеспечивает более широкий диапазон частотных и фазовых характеристик; с другой стороны, второй вариант при  $\omega_{aII} \ll \omega_{bII}$  позволяет получить передаточные функции с частотными характеристиками, близкими к полученным в первом варианте в выбранном диапазоне частот.

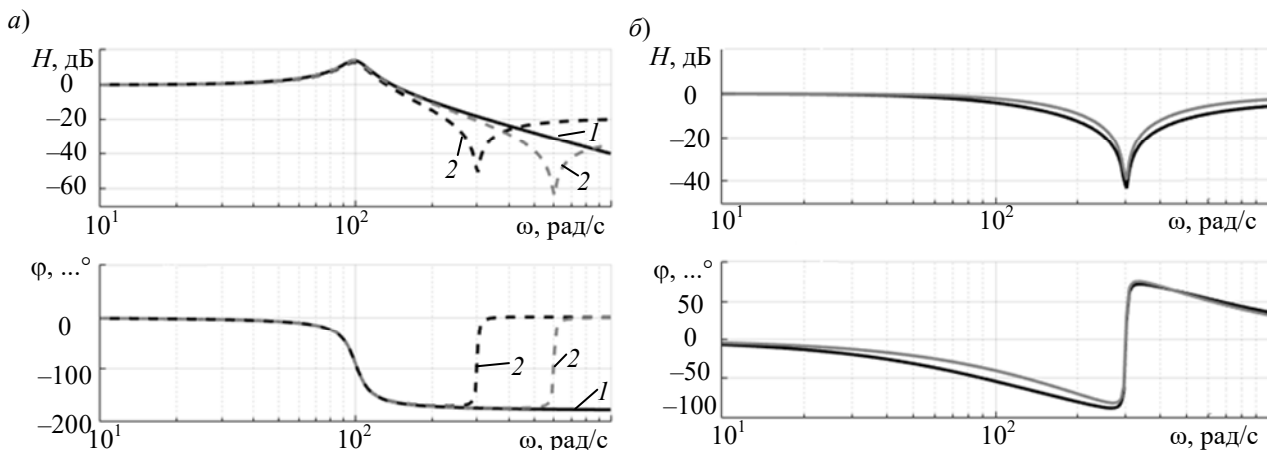


Рис. 5

Вариант передаточной функции  $W_{II}(s)$  с  $\omega_{aII} > \omega_{bII}$ , соответствующий различным типовым фильтрам верхних частот, не рассматривается, так как он не имеет смысла в рамках задачи управления сервоприводом.

Третий вариант:

$$W_{III}(s) = \frac{\frac{1}{\omega_{bIII}^2} s^2 + 2 \frac{1}{\omega_{bIII}} \xi_{bIII} s + 1}{\left( \frac{1}{p_{a1}} s + 1 \right) \left( \frac{1}{p_{a2}} s + 1 \right)},$$

где  $\omega_{bIII}$ ,  $\xi_{bIII}$ ,  $p_{a1}$ ,  $p_{a2}$  — переменные параметры,  $p_{a1} < \omega_{bIII} < p_{a2}$ ; для  $p_{a1}$  и  $p_{a2}$  применяются те же ограничения, что и для полюсов контроллера; для  $\omega_{bIII}$  применяются те же ограничения, что и для нулей регулятора, а  $\xi_{bIII}$  находится в интервале  $[0; 1]$ .

Третья версия соответствует разным типам режекторных фильтров. На рис. 5, б показаны частотная и фазовая характеристики передаточной функции  $W_{III}(s)$  с разными полюсами.

Итак, достаточно использовать комбинацию  $W_{II}(s)$  и  $W_{III}(s)$ . Задача блоков — скорректировать определенный участок АЧХ объекта управления (рис. 6), так чтобы можно было уменьшить ЦФ  $F(r)$ , сохранив запас его устойчивости. Если система управления имеет высокий запас устойчивости (см. рис. 6, кривая 1), то введение корректирующего блока в требуемом диапазоне частот не приведет к изменению ограничительной функции  $h$ . Функция  $h$  определяется низкочастотной областью АЧХ и не требует корректировки. Это основная причина, по которой необходимо вводить корректирующие элементы в регулятор в момент, когда система управления достигает предела устойчивости (см. рис. 6, кривые 2). Напомним, что неустойчивая система управления в данном контексте — это система, для которой  $h > 0$ . В этой ситуации введение корректирующего блока (кривая 3) в требуемом диапазоне частот приведет к значительному изменению ограничительной функции  $h$ .

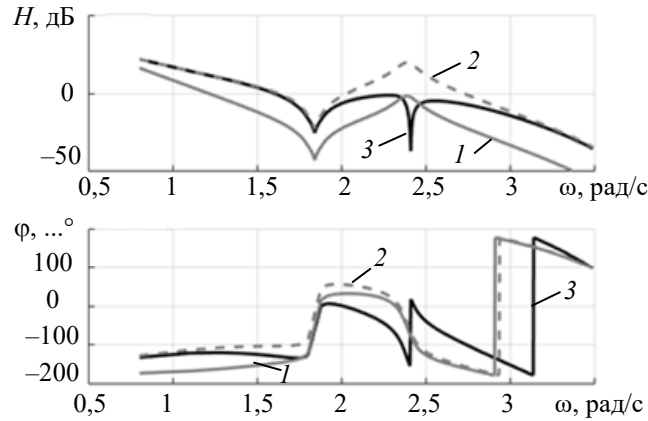


Рис. 6

Для повышения эффективности поиска необходимых значений параметров корректирующего блока целесообразно использовать перебор значений параметров с шагом изменения  $\Delta_s$ . При этом достаточно однократного перебора, чтобы параметры корректирующего блока были близки к корректируемой области АЧХ объекта управления. После этого они изменяются незначительно, не выходя из области минимума ограничительной функции  $h$ , определяемой скорректированной областью АЧХ (см. рис. 6). Параметры модулей  $W_I(s)$ ,  $W_{II}(s)$  и  $W_{III}(s)$  изменяются в процессе поиска аналогично другим параметрам регулятора:

$$\begin{aligned} \omega_I(n) &= 10^{\beta_{I,\omega} + n\Delta_s}; \quad \xi_I(n) = 10^{\beta_{I,\xi} + n\Delta_s}; \quad \omega_{aII}(n) = 10^{\beta_{II,\omega a} + n\Delta_s}; \\ \omega_{bII}(n) &= 10^{\beta_{II,\omega b} + n\Delta_s}; \quad \xi_{aII}(n) = 10^{\beta_{II,\xi a} + n\Delta_s}; \quad \xi_{bII}(n) = 10^{\beta_{II,\xi b} + n\Delta_s}; \\ p_{a1}(n) &= 10^{\beta_{III,p a1} + n\Delta_s}; \quad \delta p_1(n) = 10^{\beta_{III,p 1} + n\Delta_s}; \quad \delta p_2(n) = 10^{\beta_{III,p 2} + n\Delta_s}; \\ \xi_{bIII}(n) &= 10^{\beta_{III,\xi a} + n\Delta_s}. \end{aligned}$$

**Результаты моделирования.** Рассмотрены две системы управления. В первом случае синтез и настройка регулятора начинаются с ПИ-регулятора, т.е. регулятора с передаточной функцией следующего вида:

$$W_{reg.a}(s) = \left| \frac{1}{r_{b1}} \right| \cdot \frac{K_p(s - r_{b1})}{s}.$$

Регулировка продолжается до тех пор, пока добавление корректирующих звеньев значительно не снизит максимальную частотную характеристику передаточной функции от



возмущения к координате положения. Во втором случае синтез и настройка регулятора начинаются с регулятора с передаточной функцией следующего вида:

$$W_{reg.b}(s) = \left| \frac{r_a}{r_{b1}^2 \delta r_{b2}} \right| \cdot \frac{K_p (s - r_{b1})(s - (r_{b1} \cdot \delta r_{b2}))}{(s - r_a)s}.$$

В этом случае регулировка также продолжается до тех пор, пока добавление корректирующих элементов не приведет к значительному уменьшению максимума частотной характеристики передаточной функции от возмущения к координате положения.

Состав регуляторов в процессе настройки изменяется, последовательно добавляются дополнительные корректирующие блоки. В обозначении  $W_{reg.b333}$  буква  $b$  или  $a$  соответствует типу регулятора, с которого началась настройка, цифра 3 или 2 — типу корректирующего блока, а количество цифр — количеству корректирующих звеньев, соединенных последовательно. Использовались только корректирующие блоки 2-го и 3-го типов.

Результаты работы регуляторов, полученные на каждом этапе настройки автоматической системы управления, приведены в таблице.

Тип регулятора	Стандартное отклонение ошибок слежения, ...", при $\Omega$ , равном			
	8 °/с	6 °/с	1 °/с	10 "/с
$W_{reg.a}$	61	59	15,9	0,3
$W_{reg.a.3}$	13	11,6	7,6	0,3
$W_{reg.a.33}$	6,8	5,6	2,14	0,3
$W_{reg.a.333}$	6,9	6	2,52	0,3
$W_{reg.a.332}$	7	5,6	1,78	0,3
$W_{reg.b}$	58	56	16,1	0,3
$W_{reg.b.3}$	6,5	5,4	1,7	0,3
Регулятор, настроенный на симметричный оптимум	16,2	62	64	0,3

Третий корректирующий блок в системе, настройка которого началась с передаточной функции  $W_{reg.a}$ , больше не способствует повышению точности. Выполнение алгоритма настройки системы управления в данном случае остановлено на передаточной функции  $W_{reg.a33}$  как наиболее подходящей. Похожая ситуация наблюдается и при настройке системы с начальной передаточной функцией  $W_{reg.b}$  — настройка закончена на передаточной функции  $W_{reg.b3}$ . Ситуация идентична случаю с регулятором с передаточной функцией  $W_{reg.a}$ .

Анализ таблицы показывает, что регуляторы с корректирующими фильтрами обеспечивают лучший результат, чем регуляторы без корректирующих фильтров и регуляторы, настроенные на симметричный оптимум [11].

Частотные характеристики разомкнутой системы управления и ограничительная функция  $h$ , определяющая степень устойчивости системы управления, полученные при автоматической настройке регулятора  $W_{reg.a33}$ , приведены на рис. 7: кривая 1 соответствует системе управления без обратной связи с регулятором скорости  $W_{reg.a}$ , кривая 2 — такой же системе с регулятором  $W_{reg.a33}$ . Видно, что добавленные корректирующие блоки позволяют расширить полосу пропускания системы управления и ее точностные характеристики.

Дальнейшее увеличение полосы пропускания невозможно из-за низкой точности оценки АЧХ объекта управления на высоких частотах (более 1000 рад/с) при частоте дискретизации

1 кГц, в результате чего требования к запасу устойчивости в этом диапазоне частот значительно выше, чем в области низких частот.

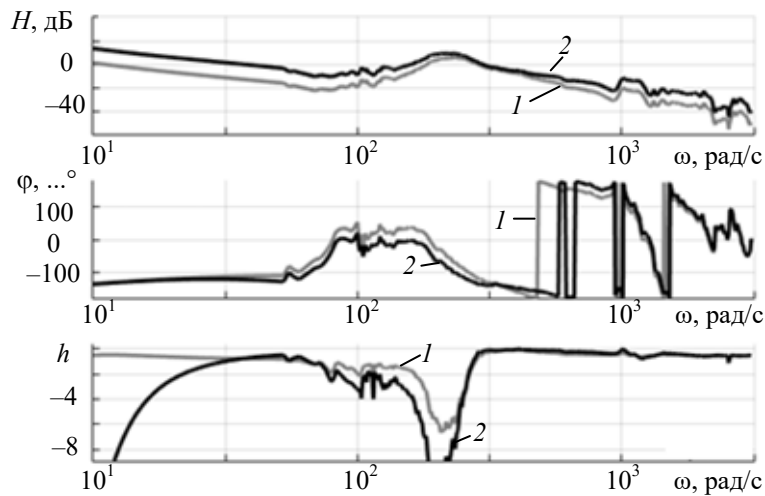


Рис. 7

На рис. 8 показана частотная характеристика от возмущения к координате положения для двух замкнутых систем управления: одна из них настроена на симметричный оптимум (кривая 1), а другая — система с регулятором  $W_{reg.a33}$  (кривая 2); также для сравнения на графике показана АЧЧ передаточной функции объекта управления от возмущения к координате положения (кривая 3). Графики полностью соответствуют экспериментальным результатам, представленным в таблице.

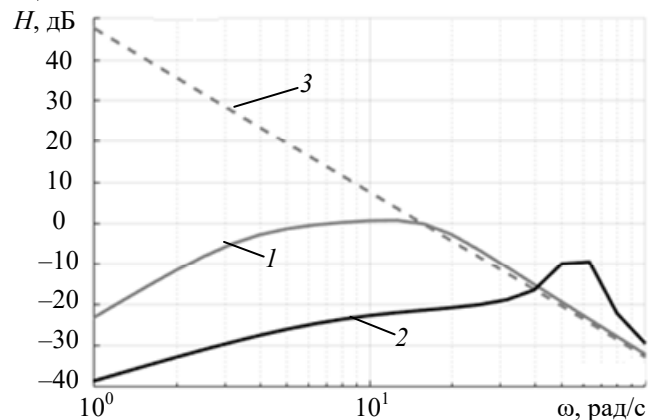


Рис. 8

**Заключение.** Регуляторы контура скорости и положения настраиваются численно из-за сложного поведения объекта управления, которое трудно описать математически с требуемой степенью точности. Проанализированы формы записи параметров линейного регулятора и выбрана наиболее удобная форма. Максимум АЧХ системы управления от возмущения к регулируемой координате выбран как функционал качества системы. Такой выбор оправдан необходимостью сохранения высокой точности слежения при сосредоточенном спектре возмущений, частота которого изменяется пропорционально скорости вращения электропривода. Радиус устойчивости выбран как основа ограничительной функции для оценки устойчивости системы управления. Введены необходимые ограничения для численного поиска параметров регулятора с учетом частоты дискретизации АЧХ объекта управления и точности его идентификации.

Разработан алгоритм численного поиска параметров регулятора системы управления. Особенность алгоритма заключается в том, что он меняет порядок регулятора постепенно, последовательно подключая корректирующие блоки. Необходимый порядок регулятора,

а также полюса и нули определяются в процессе поиска оптимального значения функционала качества после добавления нового корректирующего блока.

Научная новизна работы заключается в разработке метода оценивания запаса устойчивости замкнутой системы управления на основе экспериментально полученной частотной характеристики объекта управления, а также в разработке методов и средств автоматизации настройки системы управления сложным динамическим объектом.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шабашов А. А. Разработка метода построения области и запасов устойчивости в плоскости передаточных чисел для синтеза системы стабилизации беспилотного летательного аппарата // Социально-экономические и технические проблемы оборонно-промышленного комплекса: история, реальность, инновации: Межвуз. сб. статей по материалам V Всерос. науч.-практ. конф. Нижний Новгород, 2018. С. 229—233.
2. Грызлов А. А., Григорьев М. А. Частотные методы синтеза высокоскоростных регулируемых электроприводов компрессоров // Электротехника. 2019. № 5. С. 9—15.
3. Гундарева М. О., Русский Е. Ю. Синтез системы автоматического управления тоннельным вентилятором метрополитена модальным методом // Наука, промышленность, оборона: Тр. XVIII Всерос. науч.-техн. конф.; Под ред. С. Д. Саленко. Новосибирск, 2017.
4. Воловцов С. К., Смольников А. В. Частотный метод синтеза систем управления морских подвижных объектов // Системы управления и обработки информации: науч.-техн. сб. СПб: НПО „Аврора“, 2018. Вып. 2. С. 18—24.
5. Орловска-Ковальска Т., Ловлин С. Ю., Цветкова М. Х., Абдуллин А. А., Маматов А. Г. Параметрическая идентификация модели сервопривода с нелинейностями типа „мертвое время“ // Изв. вузов. Приборостроение. 2019. Т. 62, № 6. С. 576—584.
6. Patil N., Behere D. Performance analysis of pid and lqg control algorithms for antenna position control system // J. on Electrical Engineering. 2019. Vol. 13, N 1. P. 12—18.
7. Krishnan T. V. D., Krishnan C. M. C., Vittal K. P. Design of robust H-infinity speed controller for high performance BLDC servo drive // IEEE Intern. Conf. on Smart grids, Power and Advanced Control Engineering (ICSPACE). 2017. P. 37—42.
8. Derets O., Sadovoi O., Derets Y. Synthesis algorithm of proximate time-optimal servo drive with constraint of state coordinates // IEEE 20th Intern. Conf. on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE). 2019. P. 1—4.
9. Lukichev D. V., Demidova G. L. PID-type fuzzy adaptive control for two-mass servo-drive system: Design, simulation and experiment // IX Intern. Conf. on Power Drives Systems (ICPDS), Perm. 2016. P. 1—5.
10. Griбанov P. S., Lovlin S. Y., Lukichev D. V. Realization of acceleration feedback to improve accuracy of servo drive with mechanical elasticity // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow. 2018. P. 872—877.
11. Shustov I. V., Tolmachev V. A., Lovlin S. Y. Method of control system design with predetermined overshoot for optical axis servo drives of SLR Station // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St. Petersburg — Moscow. 2020. P. 867—872.
12. Toscano R. A simple robust PI/PID controller design via numerical optimization approach // J. of Process Control. 2005. Vol. 15, iss. 1. P. 81—88.
13. Hassan N. A., Youssef I. K., Tamer M. Rageh numerical optimization of fractional order PID controller // Intern. Journal of Mathematics and Statistics Invention (IJMSI). 2017. Vol. 5, iss. 2. P. 15—20.
14. Zhmud V., Dimitrov L., Semibalamut V., Taichenachev A. Calculation of PID-regulator for MISO system with the method of numerical optimization // Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Astana. 2017. P. 1—7.
15. Janin Z., Mad Kaidi H., Ahmad R., Khan, S. Derivative proportional — integral controller using nelder-mead optimization for glycerine purification heating process // Intern. Journal of Integrated Engineering. 2020. N 12(6). P. 200—206.

16. Chunlei Zhang, Raúl Ordóñez. Robust and adaptive design of numerical optimization-based extremum seeking control // Automatica. 2009. Vol. 45, iss. 3, P. 634—646.
17. Vweza A. O., Chong K. T., Lee D. J. Gradient-free numerical optimization-based extremum seeking control for multiagent systems // Intern. Journal Control Autom. Syst. 2015. N 13. P. 877—886.
18. Bryant A. T., Wang Y., Finney S. J., Lim T. C., Palmer P. R. Numerical optimization of an active voltage controller for high-power IGBT converters // IEEE Trans. on Power Electronics. 2007. Vol. 22, N 2. P. 374—383.
19. Zhang C., Ordonez R. Extremum seeking control based on numerical optimization and state regulation. Part II: Robust and adaptive control design // Proc. of the 45th IEEE Conf. on Decision and Control, San Diego, CA. 2006. P. 4460—4465.
20. Демидова Г. Л., Ловлин С. Ю., Цветкова М. Х. Синтез следящего электропривода азимутальной оси телескопа с эталонной моделью в контуре положения // Вестн. ИГЭУ. 2011. № 2. С. 77—81.
21. Lovlin S., Poliakov N., Abdullin A. An Effective current limitation algorithm for servo drive // X Intern. Conf. on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS). Novocherkassk, 2018. P. 1—4.
22. Bode H.W. Network Analysis and Feedback Amplifier Design. Shanghai: Tung Hwa Book Company, 1949.
23. Aleksandrov A. G. The robustness criteria for non-stationary control systems // Analytical methods for controllers design. Saratov, 1980. P. 3—14.

#### Сведения об авторах

- |                                     |   |
|-------------------------------------|---|
| <b>Тереза Орловска-Ковальска</b>    | — д-р техн. наук, профессор; Вроцлавский университет науки и технологии, кафедра электрических машин, электроприводов и измерений; зав. кафедрой; E-mail: teresa.orlowska-kowalska@pwr.edu.pl |
| <b>Сергей Юрьевич Ловлин</b>        | — канд. техн. наук; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: seri-l@yandex.ru   |
| <b>Мадина Хасановна Цветкова</b>    | — канд. техн. наук; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: madinatcvetkova@corp.ifmo.ru   |
| <b>Виктор Михайлович Мусалимов</b>  | — д-р техн. наук, профессор; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: musvm@ya.ru   |
| <b>Михаил Владимирович Абрамчук</b> | — канд. техн. наук; Университет ИТМО, факультет систем управления и робототехники; E-mail: abramchukmv@itmo.ru  |

Поступила в редакцию  
12.05.2021 г.

**Ссылка для цитирования:** Орловска-Ковальска Т., Ловлин С. Ю., Цветкова М. Х., Мусалимов В. М., Абрамчук М. В. Численные методы оптимизации робастного управления робототехническими и мехатронными системами // Изв. вузов. Приборостроение. 2021. Т. 64, № 9. С. 728—740.

#### NUMERICAL METHODS OF OPTIMIZATION FOR ROBUST CONTROL OF ROBOTIC AND MECHATRONIC SYSTEMS

T. Orłowska-Kowalska<sup>1</sup>, S. Yu. Lovlin<sup>2</sup>, M. H. Tsvetkova<sup>2</sup>, V. M. Musalimov<sup>2</sup>, M. V. Abramchuk<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Wroclaw University of Science and Technology, 50-370, Wroclaw, Poland

<sup>2</sup>ITMO University, 197101, St. Petersburg, Russia  
E-mail: seri-l@yandex.ru

A new numerical method is developed for optimization of robust control over robotic and mechatronic systems. The method is based on minimizing the maximum of control system frequency response to disturbance in coordinate under regulation. The system stability is ensured by a new method of limiting the search area for the regulator parameters, based on the stability margin radius. This optimization method consists of parametric and structural tuning of the control system. Correctness of the proposed method is confirmed by presented results of numerical experiments.

**Keywords:** robust control, mechatronic systems, numerical methods

#### REFERENCES

1. Shabashov A.A. *Sotsial'no-ekonomicheskiye i tekhnicheskkiye problemy oboronno-promyshlennogo kompleksa: istoriya, real'nost', innovatsii* (Socio-Economic and Technical Problems of the Military-

- Industrial Complex: History, Reality, Innovation), Interuniversity collection of articles based on the materials of the V All-Russian scientific and practical conference), Nizhny Novgorod, 2018, pp. 229–233. (in Russ.)
2. Gryzlov A.A., Grigorev M.A. *Russian Electrical Engineering*, 2019, no. 5, pp. 364–369.
  3. Gundareva M.O., Russskiy E.Yu. *Nauka, promyshlennost', oborona* (Science, Industry, Defense), Proceedings of the XVIII All-Russian Scientific and Technical Conference, Novosibirsk, 2017, pp. 146-151. (in Russ.)
  4. Volovodov S.K., Smol'nikov A.V. *Sistemy upravleniya i obrabotki informatsii* (Control and Information Processing Systems), St. Petersburg, 2018, pp. 18–24. (in Russ.)
  5. Orłowska-Kowalska T., Lovlin S.Yu., Tsvetkova M.H., Kononova M.S., Mamatov A.G. *Journal of Instrument Engineering*, 2019, no. 6(62), pp. 576–584. (in Russ.)
  6. Patil N., Behere D. *Journal on Electrical Engineering*, 2019, no. 1(13), pp. 12–18.
  7. Krishnan T.V.D., Krishnan C.M.C., Vittal K.P. *2017 International Conference on Smart grids, Power and Advanced Control Engineering (ICSPACE)*, IEEE, 2017, pp. 37-42.
  8. Derets O., Sadovoi O., Derets Y. *2019 IEEE 20th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, IEEE, 2019, pp. 1–4.
  9. Lukichev D.V. and Demidova G.L. *2016 IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS)*, Perm, 2016, pp. 1–5.
  10. Gribanov P.S., Lovlin S.Y. and Lukichev D.V. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, Moscow, 2018, pp. 872–877.
  11. Shustov I.V., Tolmachev V.A. and Lovlin S.Y. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, St. Petersburg and Moscow, 2020, pp. 867–872.
  12. Toscano R. *Journal of Process Control*, 2005, no. 1(15), pp. 81–88.
  13. Hassan N.A. Ismail1, Youssef I.K., Tamer M. *International Journal of Mathematics and Statistics Invention (IJMSI)*, 2017, no. 2(5), pp. 15–20.
  14. Zhmud V., Dimitrov L., Semibalamut V., and Taichenachev A. *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Astana, 2017, pp. 1–7.
  15. Janin Z., Mad Kaidi H., Ahmad R., & Khan S. *International Journal of Integrated Engineering*, 2020, no. 6(12), pp. 200–206.
  16. Chunlei Zhang, Ordóñez R. *Automatica*, 2009, no. 3(45), pp. 634–646.
  17. Vweza A.O., Chong K.T, Lee D.J. *Int. J. Control Autom. Syst.*, 2015, vol. 13, pp. 877–886.
  18. Bryant A.T., Wang Y., Finney S.J., Lim T.C., Palmer P.R. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, no. 2(22), pp. 374–383.
  19. Zhang C., Ordonez R. *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, CA, 2006, pp. 4460–4465.
  20. Demidova G.L., Lovlin S.Yu., Tsvetkova M.H. *Vestnik IGEU*, 2011, no. 2, pp. 77–81. (in Russ.)
  21. Lovlin S., Poliakov N. and Abdullin A. *2018 X International Conference on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS)*, Novochoerkassk, 2018, pp. 1–4.
  22. Bode H.W. *Network analysis and feedback amplifier design*, Tung Hwa Book Company, Shanghai, China, 1949.
  23. Alexandrov A.G. *Analytical methods for control design*, 1980, pp. 3–14.

#### Data on authors

- Teresa Orłowska-Kowalska** — Dr. Sci., Professor; Wrocław University of Science and Technology, Department of Electrical Machines, Drives, and Measurements; Head of the Department;  
E-mail: teresa.orłowska-kowalska@pwr.edu.pl
- Sergey Yu. Lovlin** — PhD; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: seri-l@yandex.ru
- Madina H. Tsvetkova** — PhD; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: madinatcvetkova@corp.ifmo.ru
- Viktor M. Musalimov** — Dr. Sci., Professor; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics; E-mail: musvm@ya.ru
- Michail V. Abramchuk** — PhD; ITMO University, Faculty of Control Systems and Robotics;  
E-mail: abramchukmv@itmo.ru

**For citation:** Orłowska-Kowalska T., Lovlin S. Yu., Tsvetkova M. H., Musalimov V. M., Abramchuk M. V. Numerical methods of optimization for robust control of robotic and mechatronic systems. *Journal of Instrument Engineering*. 2021. Vol. 64, N 9. P. 728–740 (in Russian).

DOI: 10.17586/0021-3454-2021-64-9-728-740