

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

Том 21

2020

№ 8

Издаётся с 2000 года

ISSN 1684-6427 (Print)

ISSN 2619-1253 (Online)

DOI 10.17587/issn.1684-6427

Главный редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б., д.т.н.

Заместители главного редактора:

БОЛЬШАКОВ А. А., д.т.н.

ПОДУРАЕВ Ю. В., д.т.н.

ЮЩЕНКО А. С., д.т.н.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционный совет:

АНШАКОВ Г. П., чл.-корр. РАН

БОЛОТНИК Н. Н., чл.-корр. РАН

ВАСИЛЬЕВ С. Н., акад. РАН

ЖЕЛТОВ С. Ю., акад. РАН

КАЛЯЕВ И. А., акад. РАН

КУЗНЕЦОВ Н. А., акад. РАН

КУРЖАНСКИЙ А. Б., акад. РАН

МИКРИН Е. А., акад. РАН

ПЕШЕХОНОВ В. Г., акад. РАН

РЕЗЧИКОВ А. Ф., чл.-корр. РАН

СЕБЯРЯКОВ Г. Г., чл.-корр. РАН

СИГОВ А. С., акад. РАН

СОЙФЕР В. А., акад. РАН

СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М., чл.-корр. РАН

ФЕДОРОВ И. Б., акад. РАН

ЧЕНЦОВ А. Г., чл.-корр. РАН

ЧЕРНОУСЬКО Ф. Л., акад. РАН

ШЕРБАТЮК А. Ф., чл.-корр. РАН

ЮСУПОВ Р. М., чл.-корр. РАН

Редколлегия:

DORANTES D. J., PhD, Турция

GROUMPOS P. P., PhD, Греция

ISIDORI A., PhD, Италия

KATALINIC B., PhD, Австрия

LIN CH.-Y., PhD, Тайвань

MASON O. J., PhD, Ирландия

ORTEGA R. S., PhD, Франция

SKIBNIEWSKI M. J., PhD, США

STRZELECKI R. M., PhD, Польша

SUBUDHI B. D., PhD, Индия

АЛИЕВ Т. А., д.т.н., Азербайджан

ГАРАЩЕНКО Ф. Г., д.т.н., Украина

ТРОФИМЕНКО Е. Е., д.т.н., Беларусь

БОБЦОВ А. А., д.т.н.

БУКОВ В. Н., д.т.н.

ЕРМОЛОВ И. Л., д.т.н.

ЖУКОВ И. А., д.т.н.

ИЛЬЯСОВ Б. Г., д.т.н.

КОРОСТЕЛЕВ В. Ф., д.т.н.

ЛЕБЕДЕВ Г. Н., д.т.н.

ЛОХИН В. М., д.т.н.

ПУТОВ В. В., д.т.н.

ПШИХОПОВ В. Х., д.т.н.

РАПОПОРТ Э. Я., д.т.н.

СЕРГЕЕВ С. Ф., д.п.с.н.

ФИЛАРЕТОВ В. Ф., д.т.н.

ФРАДКОВ А. Л., д.т.н.

ФУРСОВ В. А., д.т.н.

Редакция:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Директор издательства:

АНТОНОВ Б. И.

СОДЕРЖАНИЕ

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Управление нулями и полюсами в задачах синтеза систем регулирования. Часть I. Компенсационный подход 443

Сухинин Б. В., Сурков В. В. Аналитическое конструирование робастных оптимальных по быстродействию систем управления с бесконечно большим коэффициентом усиления 453

Беззубов В. А., Бобцов А. А. Алгоритм идентификации параметров неизмеряемого синусоидального возмущения с нестационарной амплитудой 464

РОБОТЫ, МЕХАТРОНИКА И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Gaiduk A. R., Martjanov O. V., Medvedev M. Yu., Pshikhov V. Kh., Hamdan N., Farhood A. Neural Network Based Control System for Robots Group Operating in 2-d Uncertain Environment 470

Кузьменко А. А. Робастное управление синхронным двигателем с постоянными магнитами: синергетический подход 480

ДИНАМИКА, БАЛЛИСТИКА,
УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Левин Д. Н., Пономаренко А. В., Цигин Ю. П. Автоматизация процессов эргономической экспертизы информационно-управляющего поля кабины перспективного самолета 489

Журнал входит в Перечень рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени кандидата и доктора наук; журнал включен в систему Российского индекса научного цитирования, а также в МНБД Scopus и RSCI (на платформе Web of Science).

Информация о журнале доступна по сети Internet по адресу:
<http://novtex.ru/mech>, e-mail: mech@novtex.ru

THEORETICAL AND APPLIED SCIENTIFIC AND TECHNICAL JOURNAL

MECHATRONICS, AUTOMATION, CONTROL

Vol. 21

2020

No. 8

MEKHATRONIKA, AVTOMATIZATSIYA, UPRAVLENIE

Published since 2000

ISSN 1684-6427 (Print) ISSN 2619-1253 (Online)

DOI 10.17587/issn.1684-6427

Editor-in-Chief

FILIMONOV N. B.

Deputy Editors-in-Chief:

BOLSHAKOV A. A.

PODURAEV Yu. V.

YUSCHENKO A. S.

Responsible Secretary:

BEZMENOVA M. Yu.

Editorial Board:

ANSHAKOV G. P.

BOLOTNIK N. N.

CHENTSOV A. G.

CHERNOUSKO F. L.

FEDOROV I. B.

KALYAEV I. A.

KURZHANSKI A. B.

KUZNETSOV N. A.

MIKRIN E. A.

PESHEKHONOV V. G.

REZCHIKOV A. F.

SCHERBATYUK A. F.

SEBRYAKOV G. G.

SIGOV A. S.

SOJFER V. A.

SOLOMENTSEV Yu. M.

VASSILYEV S. N.

YUSUPOV R. M.

ZHELTOV S. Yu.

Editorial Council:

ALIEV T. A., Azerbaijan

DORANTES D. J., PhD, Turkey

GARASCHENKO F. G., Ukraine

GROUMPOS P. P., PhD, Greece

ISIDORI A., PhD, Italy

KATALINIC B., PhD, Austria

LIN CH.-Y., PhD, Taiwan

MASON O. J., PhD, Ireland

ORTEGA R. S., PhD, France

SKIBNIEWSKI M. J., PhD, USA

STRZELECKI R. M., PhD, Poland

SUBUDHI B. D., PhD, India

TROFIMENKO Ye. Ye., Belarus

BOBTSOV A. A.

BUKOV V. N.

ERMOLOV I. L.

FILARETOV V. F.

FRADKOV V. L.

FURSOV V. A.

ILYASOV B. G.

KOROSTELEV V. F.

LEBEDEV G. N.

LOKHIN V.M.

PUTOV V. V.

PSHIKHOPOV V. Kh.

RAPOPORT E. Ya.

SERGEEV S. F.

ZHUKOV I. A.

Editorial Staff:

BEZMENOVA M. Yu.

Director of the Publishing House:

ANTONOV B. I.

The mission of the Journal is to cover the current state, trends and perspectives development of *mechatronics*, that is the priority field in the technosphere as it combines mechanics, electronics, automatics and informatics in order to improve manufacturing processes and to develop new generations of equipment. Covers topical issues of development, creation, implementation and operation of mechatronic systems and technologies in the production sector, power economy and in transport.

CONTENTS

SYSTEM ANALYSIS, CONTROL AND INFORMATION PROCESSING

- Filimonov A. B., Filimonov N. B.** Control of Zeros and Poles in Problems of Synthesis of Regulation Systems. Part I. Compensation Approach 443
- Sukhinin B. V., Surkov V. V.** Analytical Construction Robust Optimal Control Systems by the Criterion of Quick Action with Infinitely High Gain 453
- Bezzubov V. A., Bobtsov A. A.** Parameters Estimation Algorithm for an Unmeasured Sinusoidal Signal with Time-Varying Amplitude 464

ROBOT, MECHATRONICS AND ROBOTIC SYSTEMS

- Gaiduk A. R., Martjanov O. V., Medvedev M. Yu., Pshikhopov V. Kh., Hamdan N., Farhood A.** Neural Network Based Control System for Robots Group Operating in 2-d Uncertain Environment 470
- Kuz'menko A. A.** Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor: Synergetic Approach 480

DYNAMICS, BALLISTICS AND CONTROL OF AIRCRAFT

- Levin D. N., Ponomarenko A. V., Tsigin Y. P.** Automation of Ergonomic Expertise of the Information Management and Cockpit Management of a Promising Aircraft 489

Information about the journal is available online at:
<http://novtex.ru/mech.html>, e-mail: mech@novtex.ru

А. Б. Филимонов, д-р техн. наук, проф., filimon_ab@mail.ru,
МИРЭА — Российский технологический университет, Москва,
Н. Б. Филимонов, д-р техн. наук, проф., nbfilimonov@mail.ru,
Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова,
Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва

Управление нулями и полюсами в задачах синтеза систем регулирования. Часть I. Компенсационный подход

В теории и практике автоматических систем важное место занимают задачи синтеза систем автоматического регулирования (САР), основанного на требованиях к динамическому качеству процессов регулирования. Для класса линейных стационарных САР такие требования предъявляются к виду и параметрам переходной характеристики системы, которая однозначно определяется ее передаточной функцией (ПФ). В связи с этим закономерна постановка задачи синтеза САР с желаемой ПФ, соответствующей заданным коэффициенту усиления, нулям и полюсам синтезируемой системы. Данную задачу целесообразно именовать как задачу управления нулями и полюсами САР.

В настоящей статье, состоящей из двух частей, рассматриваются некоторые важные для инженерных приложений вопросы управления нулями и полюсами САР. Дается критический анализ известных компенсационных и компенсационно-модальных схем регулирования, а также предлагаются новые схемные решения, совмещающие функциональные возможности компенсационного и модального подходов.

В первой части статьи анализируется эффект компенсации нулей и полюсов объекта управления в САР. Понимание данного эффекта дает представление системы канонической структурой Р. Калмана: компенсация нулей и полюсов объекта не означает их физического уничтожения, они становятся полюсами ее ненаблюдаемой и неуправляемой частей, которые неизбежно будут сказываться на процессах регулирования в условиях возмущений состояния объекта управления. Данный эффект и его негативные результаты наглядно проявляются в классическом способе конструирования регуляторов по априори заданной (желаемой, эталонной) ПФ замкнутой САР.

Исследовано влияние фактора неминимально-фазовых нулей на динамику систем регулирования. Описан эффект отрицательного выброса в переходной характеристике системы и дана его количественная оценка для случая одного вещественного правого нуля.

Во второй части статьи обсуждаются и анализируются известные методы синтеза САР с желаемой ПФ, основанные на использовании аппарата полиномиального исчисления. Предлагаются новые компенсационно-модальные методы, которые могут представлять интерес для инженерных приложений.

Ключевые слова: синтез систем регулирования, динамическое качество, компенсация нулей и полюсов, неминимально-фазовые нули, эффект отрицательного выброса

Введение

В современной теории и практике автоматического управления одной из центральных, наиболее консервативных и в то же время "вечно молодых" является проблема качества систем автоматического регулирования (САР), которая заключается в синтезе систем регулирования с заданными прямыми, или первичными, показателями динамического качества [1]: временем регулирования (время установления), перерегулированием (динамический заброс) и точностью регулирования (статическая ошибка).

Для решения задачи синтеза линейных стационарных САР с заданным качеством, как пра-

вило, используется двухэтапный подход [2]: на первом этапе выбирается желаемая (эталонная) передаточная функция (ПФ) синтезируемой системы, отвечающая заданным требованиям качества, а на втором этапе определяются структурная схема и параметры регулятора из условия равенства фактической и желаемой ПФ САР.

В данной статье, состоящей из двух частей, рассматриваются актуальные аспекты задачи второго этапа синтеза одноканальных САР, которая далее именуется *задачей управления нулями и полюсами системы*.

Первая часть статьи (связанная с результатами исследования авторов [1, 15—19]) посвящена актуальным аспектам компенсационного

подхода в задачах управления нулями и полюсами САР.

Популярные классические методы синтеза САР с заданным качеством а priori являются компенсационными [3, §3; 4, п. 1.6], основанными на использовании в схеме регулирования эффекта компенсации равных нулей и полюсов системы. Компенсационный подход отличается наглядностью и простотой. Однако, как справедливо заметил А. А. Первозванский [3, с. 91], за его "внешней простотой" "скрываются довольно тонкие проблемы". В работах как отечественных, так и зарубежных авторов (Л. П. Чхартишвили, Р. А. Полуэктова, Р. Т. Янушевского, Я. З. Цыпкина, Л. Н. Волгина, Траксела (J. G. Truxal), Ньютона (G. C. Newton, Jr.), Горовица (I. M. Horowitz), Гильберта (E. G. Gilbert), Чанга (S. L. Chang), Юла (D. C. Youla) и др.) отмечалась существенная ограниченность компенсационного подхода, связанная с возможностью его применения лишь к классу устойчивых минимально-фазовых объектов управления. Основным камнем преткновения здесь являются неминимально-фазовые (т.е. правые — с положительной вещественной частью) нули объекта управления. Именно такие нули перечеркивают возможность априорного задания желаемой ПФ синтезируемой САР. Вообще, вопрос о негативном влиянии правых передаточных нулей на процессы регулирования до настоящего времени мало изучен.

В первой части статьи анализируется эффект компенсации нулей и полюсов объекта управления; обсуждается классический метод синтеза САР с эталонной ПФ; констатируется свойство инвариантности правых нулей объекта по отношению к выбору структуры регулятора; анализируется эффект отрицательного перерегулирования в системах с правыми нулями.

Вторая часть статьи (связанная с результатами исследований авторов [1, 11, 15, 16, 20]) посвящена полиномиальным методам синтеза САР, получившим широкое распространение в инженерной практике.

Данная область исследований берет начало от работы В. Л. Волгина (1959 г.) и базируется на аппарате полиномиального исчисления [5–12]. Отметим, что известные полиномиальные методы синтеза САР дают регулярные аналитические расчетные процедуры с диофантовыми полиномиальными уравнениями [13, 14].

В данной части статьи излагаются новые компенсационно-модальные методы, основан-

ные на аппарате полиномиального исчисления, которые могут представлять интерес для инженерных приложений.

Рассматриваемый класс систем регулирования

Будем рассматривать одноконтурные конечномерные линейные стационарные САР, схема которых представлена на рис. 1. Здесь u и y — регулируемый вход и регулируемый выход объекта соответственно; y^* — уставка (задание, командный сигнал, целевое значение выхода); e — ошибка регулирования: $e = y^* - y$; f — возмущающее воздействие на объект со стороны внешней среды, приложенное к входу объекта; $W_0(s)$ и $W_R(s)$ — ПФ объекта управления и регулятора соответственно.

Полагаем, что динамический порядок объекта равен n_0 , и его ПФ является правильной рациональной дробью:

$$W_0(s) = \frac{B_0(s)}{A_0(s)}, \quad (1)$$

где $B_0(s)$ и $A_0(s)$ — полиномы вида

$$A_0(s) = s^{n_0} + \sum_{i=0}^{n_0-1} a_i^0 s^i, \quad B_0(s) = \sum_{j=0}^{m_0} b_j^0 s^j, \quad (2)$$

$m_0 < n_0$; a_i^0, b_j^0 — постоянные коэффициенты, причем $b_0^0 \neq 0$.

Полагаем, что объект вполне управляем и наблюдаем, так что дробь (1) — несократимая.

Пусть ПФ регулятора (с учетом требования физической осуществимости) является дробно-рациональной:

$$W_R(s) = \frac{Q(s)}{P(s)}, \quad (3)$$

где $Q(s)$ и $P(s)$ — взаимно простые полиномы вида

$$Q(s) = \sum_{i=0}^{n_R} q_i s^i, \quad P(s) = \sum_{j=0}^{n_R} p_j s^j,$$

где $q_0 \neq 0$ и $p_{n_R} = 1$.

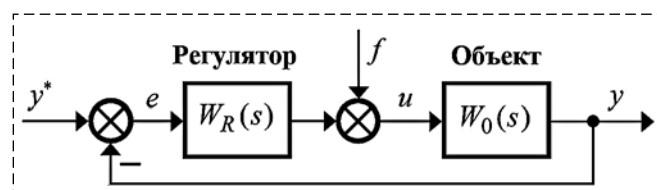


Рис. 1
Fig. 1

Обозначим $V(s)$ и $W(s)$ — ПФ разомкнутой и замкнутой систем соответственно. Справедливы следующие расчетные формулы:

$$V(s) = W_0(s) W_R(s); \quad (4)$$

$$W(s) = \frac{V(s)}{1 + V(s)}. \quad (5)$$

Заметим, что динамический порядок САР равен $n = n_0 + n_R$.

Из выражения (5) с учетом соотношений (1), (3), (4) получаем следующее выражение для ПФ замкнутой САР:

$$W(s) = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad (6)$$

где

$$A(s) = A_0(s)P(s) + B_0(s)Q(s), \quad B(s) = B_0(s)Q(s).$$

ПФ замкнутой САР по каналу "возмущение—выход" равна

$$W_f(s) = \frac{W_0(s)}{1 + V(s)} = \frac{B_0(s)}{A(s)}. \quad (7)$$

Эффект компенсации передаточных нулей и полюсов

Может оказаться, что ПФ разомкнутой системы (4) является *сократимой* дробью. В этом случае возникает эффект *компенсации* нулей и полюсов объекта управления, который имеет ключевое значение для понимания особенностей многих методов синтеза САР.

Проанализируем этот случай. Проведем факторизацию ПФ объекта $W_0(s)$ и регулятора $W_R(s)$, явно выделяя в них сокращаемые нули и полюсы, т.е. "нежелательные" полиномы $B_0^-(s)$ и $A_0^-(s)$:

$$W_0(s) = \frac{B_0^+(s)B_0^-(s)}{A_0^+(s)A_0^-(s)}, \quad W_R(s) = \frac{Q_0^+(s)A_0^-(s)}{P_0^+(s)B_0^-(s)}. \quad (8)$$

Здесь полином $A_0^-(s)$ является наибольшим общим делителем знаменателя ПФ $W_0(s)$ и числителя ПФ $W_R(s)$, а полином $B_0^-(s)$ — наибольшим общим делителем числителя ПФ $W_0(s)$ и знаменателя ПФ $W_R(s)$, причем

$$\begin{aligned} n_0^+ &= \deg A_0^+(s), \quad n_0^- = \deg A_0^-(s), \\ n_R^+ &= \deg P_0^+(s), \quad n_R^- = \deg B_0^-(s). \end{aligned}$$

В результате сокращений получаем редуцированное выражение для ПФ разомкнутой САР:

$$V(s) = V^+(s) = \frac{Q_0^+(s)B_0^+(s)}{P_0^+(s)A_0^+(s)}. \quad (9)$$

ПФ замкнутой САР по каналу "уставка—выход" равна

$$W(s) = W^+(s) = \frac{B^+(s)}{A^+(s)},$$

где

$$\begin{aligned} A^+(s) &= P_0^+(s)A_0^+(s) + Q_0^+(s)B_0^+(s), \\ B^+(s) &= Q_0^+(s)B_0^+(s). \end{aligned}$$

Введем обозначения:

$$n^+ = n_0^+ + n_R^+, \quad n^- = n_0^- + n_R^-.$$

Очевидно, что

$$\begin{aligned} n &= n_0 + n_R = n^+ + n^-, \\ \deg A^+(s) &= n^+. \end{aligned} \quad (10)$$

Отметим важное обстоятельство — динамический порядок контура регулирования оказывается равным n^+ , и в случае фактического взаимного сокращения совпадающих передаточных нулей и полюсов регулятора и объекта получаем: $n^+ < n$.

При этом возникают следующие вопросы принципиального характера:

- действие регулятора не может изменить физическую сущность объекта управления, но тогда что означает изменение динамического порядка контура регулирования?
- Каким образом рассматриваемая компенсация передаточных нулей и полюсов сказывается на динамике САР?
- В каких случаях допустима и приемлема данная компенсация?

Обозначим $\chi(s)$ характеристический полином замкнутой САР.

Правильные ответы на поставленные вопросы базируются на следующей теореме, впервые опубликованной в работе [19].

Теорема 1. Замкнутая САР имеет следующие свойства:

1) степень характеристического полинома системы равна

$$\deg \chi(s) = n,$$

где натуральное n определяется равенством (10);

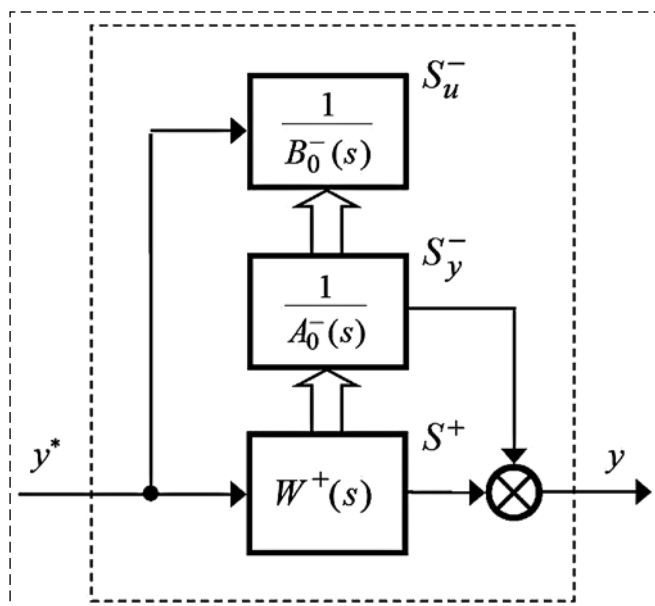


Рис. 2
Fig. 2

2) характеристический полином системы равен

$$\chi(s) = A^+(s)A_0^-(s)B_0^-(s);$$

3) система допускает (согласно канонической структуре Р. Калмана) декомпозицию (разложение) на следующие три подсистемы (рис. 2):

- подсистему S^+ порядка n^+ , являющуюся полностью управляемой и наблюдаемой частью системы с ПФ $W^+(s)$;
- подсистему S_y^- порядка n_0^- , являющуюся неуправляемой, но вполне наблюдаемой частью системы с характеристическим полиномом $A_0^-(s)$;
- подсистему S_u^- порядка n_R^- , являющуюся полностью управляемой, но ненаблюдаемой частью системы с характеристическим полиномом $B_0^-(s)$. ■

Таким образом, сформулированная теорема дает прямой ответ на поставленные вопросы.

Во-первых, компенсация нулей и полюсов объекта не означает их физического уничтожения — в результате компенсации они просто устраняются из канала "уставка—выход", представляющего вполне управляемую и наблюдаемую часть САР.

Во-вторых, скомпенсированные нули и полюсы становятся полюсами ненаблюдаемой и неуправляемой частей САР, и они неизбежно будут сказываться на динамике выхода САР вследствие возмущающего действия внешней среды. Это обстоятельство проявляется в структуре ПФ

канала "возмущение—выход" (7), для которой справедливо равенство

$$W_f(s) = W_f^+(s) = \frac{B^+(s)}{A^+(s)A_0^-(s)}.$$

Видно, что в этом канале возбуждаются моды, соответствующие скомпенсированным полюсам системы. Здесь же следует заметить, что если приложить возмущение к выходу объекта, то на динамике канала "возмущение—выход" будут сказываться все скомпенсированные полюсы и нули ПФ объекта. Отметим также, что в случаях "раскомпенсации", т.е. фактического отсутствия предписанного сокращения нулей и полюсов, вызванного малыми параметрическими возмущениями объекта и регулятора, возможна потеря системой свойства грубости, а значит, и ее практической работоспособности.

В-третьих, скомпенсированные полюсы могут располагаться близко к мнимой оси. В этом случае динамика САР будет включать соответственно слабодемпфированные моды, т.е. при определенных условиях в системе будут протекать слабодемпфированные переходные процессы.

Следует подчеркнуть важный вывод анализа эффекта компенсации нулей и полюсов объекта управления: при синтезе САР с заданным качеством необходимо наряду с желаемой ПФ принимать во внимание характеристический полином синтезируемой системы.

Метод эталонной передаточной функции

Эффект компенсации передаточных нулей и полюсов объекта *неявно* задействован во многих классических методах синтеза САР. Сюда относятся такие широко распространенные в инженерной практике методы синтеза, как

- метод логарифмических (прямых и обратных) частотных характеристик;
- метод эталонных, стандартных или типовых ПФ.

Вместе с тем, компенсационный подход осознанно положен в основу ряда методов синтеза САР (см., например, работы [3, §3; 4, п. 1.6]): в этом случае функциональная структура регулятора строится на базе последовательного и/или параллельного корректирующих устройств, которые компенсируют его нежелательные нули и полюсы и в результате обеспечивают САР желаемое динамическое качество.

Один из классических подходов к синтезу САР заключается в том, чтобы *навязать* системе априори заданную *эталонную* ПФ, именуемую в литературе также *желаемой ПФ*, $W^*(s)$, т.е. построение регулятора подчинить условию

$$W(s) = W^*(s). \quad (11)$$

Проанализируем правомерность применения и истинные возможности данного подхода.

Положим, что эталонная ПФ является устойчивой, строго правильной, имеет вид

$$W^*(s) = \frac{B^*(s)}{A^*(s)},$$

где $A^*(s)$, $B^*(s)$ — взаимно простые полиномы, причем ее порядок равен

$$n_0^* = \deg A^*(s).$$

Эталонной ПФ замкнутой САР соответствует следующая ПФ прямой цепи

$$V^*(s) = \frac{W^*(s)}{1 - W^*(s)}.$$

Отсюда и из условия (11) с учетом (1), (3), (4) и (5) следуют равенства

$$\frac{B_0(s) Q(s)}{A_0(s) P(s)} = V^*(s) = \frac{W^*(s)}{1 - W^*(s)}. \quad (12)$$

Покажем, что такой подход естественным образом приводит к эффекту компенсации нулей и полюсов объекта. Рассмотрим две типовые ситуации.

Первая ситуация: точка $s = \lambda^-$ является полюсом ПФ объекта, но не является полюсом желаемой ПФ разомкнутой САР, т.е. выполняются условия

$$A_0(\lambda^-) = 0, \quad W^*(\lambda^-) \neq \infty.$$

Тогда в силу равенства (12) число λ^- является также корнем полинома $Q(s)$:

$$Q(\lambda^-) = 0,$$

и, следовательно, рассматриваемый полюс объекта компенсируется в данной схеме регулирования.

Вторая ситуация: точка $s = \mu^-$ является нулем ПФ объекта, но не является нулем желаемой ПФ САР, т.е. выполняются условия

$$B_0(\mu^-) = 0, \quad W^*(\lambda^-) \neq 0.$$

Тогда из соотношения (12) следует, что рассматриваемый ноль объекта μ^- также является корнем полинома $P(s)$, т.е. компенсируется в данной схеме регулирования.

Из изложенных соображений вытекает важный для проблематики синтеза САР **вывод**: прямое применение метода эталонных ПФ неприемлемо в случае наличия у объекта "плохих" нулей и полюсов.

Пример. Обратимся к схеме САР, представленной на рис. 1. Положим, что задан объект управления с ПФ

$$W_0(s) = \frac{10}{s^2 + s + 25}.$$

Его полюсы равны $-0,5 \pm \sqrt{24,75}j$, так что степень устойчивости объекта $\delta_0 = -0,5$.

На рис. 3 представлена переходная характеристика объекта $h_0(t)$.

Пусть задана желаемая ПФ замкнутой системы:

$$W^*(s) = \frac{400}{(s + 20)^2}.$$

Ей соответствует переходная характеристика $h^*(t)$, показанная на рис. 4.

Ставится задача нахождения ПФ регулятора $W_R(s)$ изложенным методом эталонной ПФ.

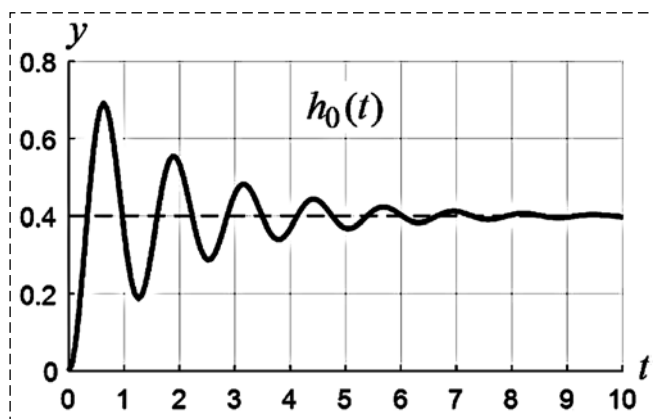


Рис. 3
Fig. 3

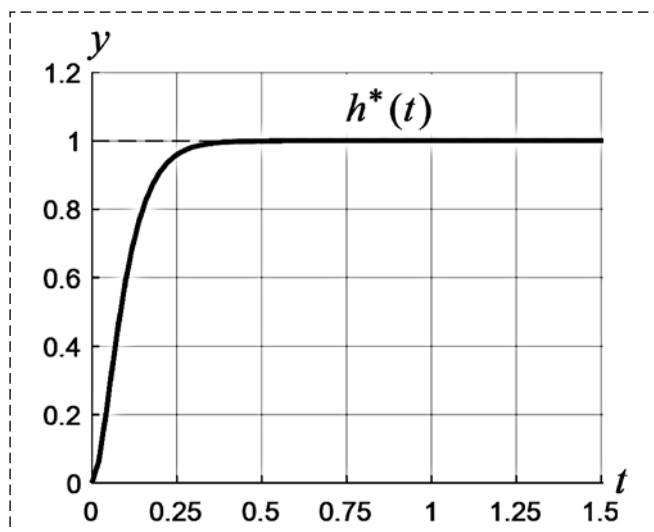


Рис. 4
Fig. 4

Сначала находим желаемую ПФ разомкнутой системы:

$$V^*(s) = \frac{400}{s(s+40)},$$

по которой затем находим искомую ПФ регулятора

$$W_R(s) = \frac{V^*(s)}{W_0(s)} = \frac{40(s^2 + s + 25)}{s(s+40)}.$$

Характеристический полином замкнутой САР

$$\chi(s) = (s^2 + s + 25)(s + 20)^2.$$

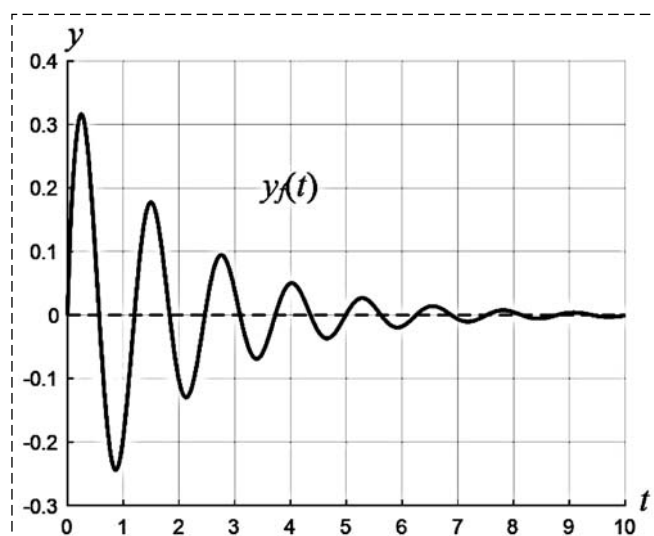


Рис. 5
Fig. 5

Ясно, что степень устойчивости САР такая же, как и у объекта.

Переходная характеристика синтезированной системы $h(t)$ равна переходной характеристике желаемой системы $h^*(t)$, представленной на рис. 4.

На рис. 5 представлена реакция системы $y_f(t)$ на импульсное возмущающее воздействие $f(t) = 0,3\delta(t)$, где $\delta(t)$ — дельта-функция. Видно, что возмущение возбуждает слабодемпфированные и скрытые для канала "установка—выход" моды объекта.

Фактор правых передаточных нулей

Инвариантные свойства правых передаточных нулей. Фундаментальное значение для теории и практики автоматического управления играет следующее утверждение, раскрывающее отрицательное действие правых передаточных нулей объекта управления на динамику САР.

Утверждение. Правые передаточные нули объекта управления обладают свойством инвариантности — они являются также передаточными нулями устойчивой системы регулирования. ■

Справедливость данного утверждения обусловлена тем обстоятельством, что передаточные нули объекта можно исключить из множества нулей ПФ системы регулирования только лишь путем их компенсации соответствующими равными им полюсами ПФ регулятора. Однако такое решение неприемлемо, поскольку замкнутая САР оказывается неустойчивой: скомпенсированные нули объекта становятся корнями характеристического полинома системы.

Из сформулированного утверждения следует важный *вывод*: правые нули объекта кардинальным образом ограничивают возможность получения желаемых динамических характеристик синтезируемых САР. Поскольку общепризнанные эталонные ПФ имеют исключительно минимально-фазовые передаточные нули, то наличие у объекта хотя бы одного правого нуля перечеркивает любые попытки построения САР по заданному эталону. Следует отметить, что утверждение об инвариантности правых передаточных нулей впервые сформулировано в статьях авторов [16, 17], а также изложено в пособии [1].

Эффект отрицательного перерегулирования в системах с правыми передаточными нулями. Динамические свойства САР проявляются

в переходной характеристике $h(t)$ канала "задание—выход", представляющей собой реакцию системы на единичное задающее воздействие.

Пусть h_∞ — установившееся значение переходной характеристики:

$$h_\infty = \min_{0 \leq t < \infty} h(t),$$

причем положим $h_\infty > 0$.

В инженерной практике принято использовать следующую пару прямых показателей качества САР (T_p , σ^+), определяющих область ее допустимых переходных характеристик (т.н. "коробочка" В.В. Солодовникова): *время регулирования* T_p и *перерегулирование* σ^+ .

Оказывается, что в переходной характеристике САР с правыми передаточными нулями возможен эффект отрицательного "всплеска" ("обратного хода", "провала") в окрестности начала координат (рис. 6), т.е. переходная характеристика $h(t)$ принимает отрицательные значения:

$$\min_{0 \leq t < \infty} h(t) < 0.$$

Введем специальный показатель, характеризующий данное свойства САР — *отрицательное перерегулирование* σ^- , определяемое равенством

$$\sigma^- = \min_{0 \leq t < \infty} \frac{h(t)}{h_\infty}.$$

Теоретический и практический интерес представляет вопрос об оценке данного показателя САР. Такую оценку для частного случая вещественных правых нулей дает следующая теорема [18].

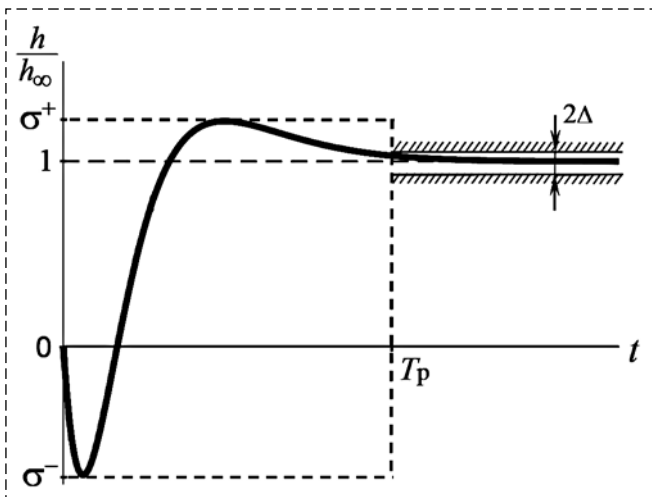


Рис. 6
Fig. 6

Теорема 2. Если в системе регулирования все правые передаточные нули являются вещественными, то в ней обязательно будет иметь место *отрицательное перерегулирование* $\sigma^- < 0$.

При наличии в системе лишь одного правого вещественного полюса $s = \lambda$ ($\text{Re} \lambda > 0$, $\text{Im} \lambda = 0$) имеет место оценка

$$\sigma^- \leq -\frac{1}{e^{\lambda T_p} - 1},$$

а при малом λ будет иметь место оценка

$$\sigma^- \leq -\frac{1}{\lambda T_p}. \blacksquare$$

Доказательство. Полагаем, что ПФ САР по каналу "задание—выход" равна

$$W(s) = \frac{B(s)}{A(s)}, \quad (13)$$

где $A(s)$ и $B(s)$ — полиномы с вещественными коэффициентами.

Пусть $\left\{ \lambda_i^+ = \frac{1}{\tau_i} > 0, \quad i = \overline{1, k} \right\}$ — множество всех правых передаточных нулей ПФ (13) с учетом их кратности. Рассмотрим полином

$$B^-(s) \equiv \prod_{i=1}^k (1 - \tau_i s) \quad (14)$$

и разложим многочлен $B(s)$ на множители:

$$B(s) = B^+(s)B^-(s).$$

Полагая, что система в начальный момент покоится, ее динамику можно описать следующими дифференциальными уравнениями в операторной форме:

$$\begin{aligned} A(D)z(t) &= B^+(D)y^*(t), \\ y(t) &= B^-(D)z(t), \end{aligned} \quad (15)$$

где $D = d/dt$ — оператор дифференцирования; z — переменная состояния, удовлетворяющая нулевым начальным условиям

$$z^{(i)}(0) = 0, \quad i = \overline{0, n-1}.$$

Равенство (15) можно переписать с помощью интеграла свертки:

$$z(t) = \int_0^t g^-(\theta)y(t-\theta)d\theta, \quad (16)$$

где $g^-(t)$ — ядро свертки, которое определяется равенством

$$g^-(t) = L\left\{\frac{1}{B^-(s)}\right\}$$

(здесь $L\{\cdot\}$ — операция преобразования Лапласа).

Учитывая выражение (14), нетрудно убедиться, что функция $g^-(t)$ является знакопостоянной и неограниченной:

$$(-1)^k g^-(t) > 0, \lim_{t \rightarrow \infty} g^-(t) = \infty, \quad (17)$$

Допустим, что отрицательный выброс в переходном процессе отсутствует, т.е. при всех $t \geq 0$ выполняется условие

$$y(t) = h(t) \geq 0.$$

Тогда в соответствии с соотношениями (16) и (17) функция $z(t)$ является неограниченной:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} z(t) = \infty,$$

что невозможно в силу устойчивости САР.

Дадим оценку величины σ^- для частного случая — наличия у системы одного правого вещественного полюса $\lambda = \frac{1}{\tau}$. В этом случае очевидно, что

$$g^-(t) = -\lambda e^{\lambda t} l(t).$$

В момент времени $t = T_p$ переходные процессы в системе практически заканчиваются и можно считать выполненным равенство

$$z(T_p) \approx y(T_p) \approx h_\infty. \quad (18)$$

Из (16) находим

$$z(T_p) = \int_0^{T_p} g^-(\theta) y(T_p - \theta) d\theta. \quad (19)$$

Так как

$$\frac{y(t)}{h_\infty} \geq \sigma^-,$$

то из соотношений (18), (19) следует

$$1 \leq \sigma^- \int_0^{T_p} g^-(\theta) d\theta = -\sigma^- (e^{\lambda T_p} - 1).$$

Отсюда находим требуемую оценку:

$$\sigma^- \leq -\frac{1}{e^{\lambda T_p} - 1}.$$

Пример 2. Для иллюстрации эффекта отрицательного перерегулирования на рис. 7, 8 представлены переходные характеристики $h(t)$, соответствующие следующим двум вариантам ПФ САР с правыми вещественными нулями:

$$W_1(s) = \frac{1-s}{(1+s)^3}, \quad W_2(s) = \frac{(1-s)^2}{(1+s)^3}.$$

Следует отметить, что эффект отрицательного выброса в системах регулирования впервые был обнаружен и исследован в работах авторов [16, 17] и позже рассматривался также в работах [21, 22]. Данный эффект указывает на необходимость для класса САР с правыми нулями в число прямых показателей качества включать отрицательное перерегулирование σ^- и использовать его в задачах синтеза САР.

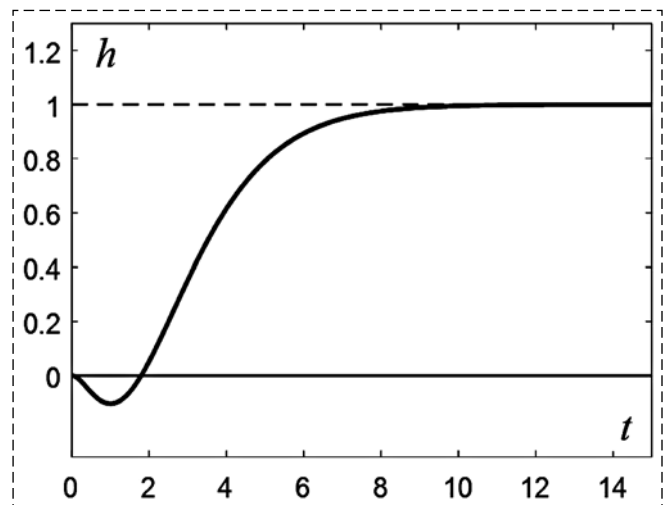


Рис. 7
Fig. 7

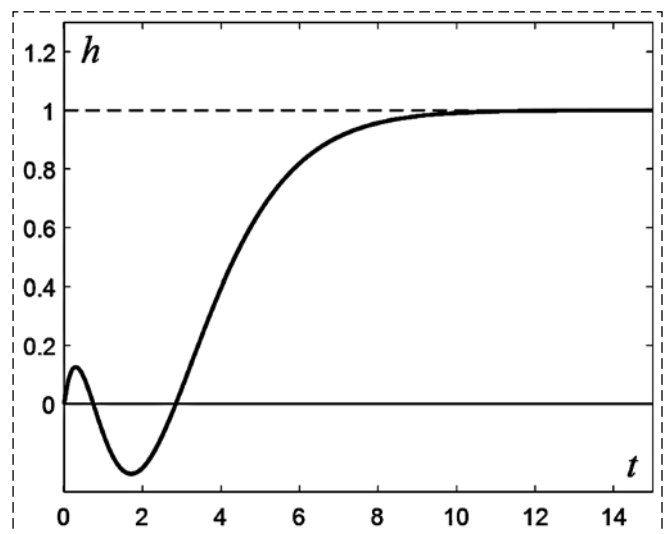


Рис. 8
Fig. 8

Заключение

Статья посвящена актуальным аспектам проблемы управления нулями и полюсами линейных стационарных одноканальных САР.

Проведен анализ эффекта компенсации нулей и полюсов объекта управления; показано, что при синтезе САР с желаемым качеством необходимо наряду с желаемой ПФ принимать во внимание характеристический полином синтезируемой системы; проведен анализ правомерности классического метода синтеза САР с эталонной ПФ; утверждается свойство инвариантности правых нулей объекта по отношению к выбору структуры регулятора; проведен анализ эффекта отрицательного перерегулирования в системах с правыми нулями и дана количественная оценка величины отрицательного выброса в переходной характеристике системы с вещественным правым передаточным нулем.

Список литературы

1. Солодовников В. В., Филимонов Н. Б. Динамическое качество систем автоматического регулирования. М.: МВТУ им. Н. Э. Баумана, 1987. 84 с.
2. Соколов Н. И. Аналитический метод синтеза линеаризованных систем автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1966. 326 с.
3. Первозванский А. А. Курс теории автоматического управления. М.: Наука, 1986. 616 с.
4. Методы классической и современной теории автоматического управления. Учебник в 5 тт. Т. 3: Синтез регуляторов систем автоматического управления / Под ред. К. А. Пупкова и Н. Д. Егулова. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. 616 с.
5. Волгин Л. Н. Элементы теории управляющих машин (метод полиномиальных уравнений в задачах синтеза систем автоматического управления с цифровыми вычислительными машинами). М.: Сов. радио, 1962. 164 с.
6. Крутько П. Д. Обратные задачи динамики управляемых систем. Линейные модели. М.: Наука, 1987. 304 с.

7. Grimble M. J., Kučera V. Polynomial Methods for Control Systems Design. Springer-Verlag, 1996. 260 p.
8. Chen C. T. Linear System Theory and Design. New York: Oxford University Press, 1999. 334 p.
9. Тютиков В. В., Таратыкин С. В. Робастное модальное управление технологическими объектами. Иваново: ИГЭУ им. В. И. Ленина, 2006. 256 с.
10. Ишматов З. Ш. Микропроцессорное управление электроприводами и технологическими объектами. Полиномиальные методы. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2007. 277 с.
11. Гайдук А. Р. Теория и методы аналитического синтеза систем автоматического управления (полиномиальный подход). М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. 360 с.
12. Ким Д. П. Алгебраические методы синтеза систем автоматического управления. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2014. 164 с.
13. Kučera V. Diophantine Equations in Control — A survey // Automatica. 1993. Vol. 29, N. 6. P. 1361–1375.
14. Волгин Л. Н. Диофантово полиномиальное исчисление и его применение для решения математических задач теории управления // Автоматика. 1987. № 1. С. 43–52.
15. Филимонов Н. Б. Управление переходными процессами в линейных конечномерных объектах: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.02. МВТУ им. Н. Э. Баумана, М., 1979. 395 с.
16. Филимонов Н. Б. К вопросу о разрешимости задачи В. Солодовникова // Труды МВТУ № 314. Системы автоматического управления. 1979. Вып. 7. С. 60–71.
17. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. К проблеме динамического качества линейных стационарных систем регулирования // Аналитические методы синтеза регуляторов: Межвузовский научный сборник. Саратов: СПИ. 1981. С. 94–106.
18. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Фактор правых передаточных нулей в задачах автоматического регулирования // Journal of Advanced Research in Technical Science. 2019. Iss. 15. P. 103–109.
19. Солодовников В. В., Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Анализ компенсационного подхода к синтезу систем управления // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 1979. № 2. С. 27–32.
20. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Некоторые аспекты модального синтеза систем автоматического регулирования // Journal of Advanced Research in Technical Science. 2018. Iss. 11. P. 82–88.
21. Mita T., Yoshida H. Undershooting Phenomenon and its Control in Linear Multivariable Servomechanism // IEEE Transactions on Automatic Control. 1990. Vol. 35, N. 5. P. 578–580.
22. Вороной В. В., Воевода А. А. О влиянии нулей "справа" на переходные процессы в системе // Сборник научных трудов НГТУ. 2013. № 2(72). С. 19–29.

Control of Zeros and Poles in Problems of Synthesis of Regulation Systems. Part I. Compensation Approach

A. B. Filimonov, filimon_ab@mail.ru,

Moscow Technological University, 119454, Moscow, Russian Federation

N. B. Filimonov, nbfilimonov@mail.ru,

Lomonosov Moscow State University, Moscow, 119991, Russian Federation

Corresponding author: Filimonov Nikolay B., Professor, Dr. Sci. Tech., Lomonosov Moscow State University, 119991, Moscow, Russian Federation, e-mail: nbfilimonov@mail.ru

Accepted on May, 5, 2020

Abstract

A highly important place in the theory and practice of automatic systems occupy the problems of synthesis of automatic regulation systems (ARS) based on the requirements for the dynamic quality of regulation processes. For class of linear

stationary ARS such requirements are imposed upon the type and parameters of its transition characteristic which is uniquely determined by its transfer function (TF). In this connection the setting of problem of ARS synthesis with desired TF, corresponding to the given amplification coefficient, zeros and poles of the synthesized system is regularity. The given problem is worth while to call as the control problem of zeros and poles of ARS. In the present paper consists into two parts, the questions of control of zeros and poles ARS, which are important for engineering applications are considered. A critical analysis of the known compensation and compensation-modal regulation schemes is given. And also the new circuit solutions combining the functionality possibilities of compensation and modal approaches are proposed. The first part of the article the effect of compensation of zeros and poles of control objects in ARS is analyzed. The understanding of this effect gives the representation of the system of canonical structure of R. Kalman, according to which the compensation of zeros and poles of object does not mean their physical liquidation. As a result of compensation, they become the poles of its unobservable and unmanageable parts, which will be tell upon the regulation processes in the conditions of disturbances of the state of control object. The given effect and its negative results are clearly detected in the classical method of constructing of controllers on a priori given (desired, reference) TF of closed ARS. The influence of the factor of non-minimal phase zeros on the dynamics of control systems is studied. The effect of negative ejection in the transition characteristic of the system is described and its quantitative assessment is given for the case of a single real right zero. In the second part of the article the well-known methods for ARS synthesis with desired TF, based on use of polynomial calculus apparatus are considered and analyzed. New compensatory modal methods which may be of interest in engineering applications are proposed.

Keywords: synthesis of regulation systems, dynamic quality, compensation of zeros and poles, not minimal-phase zeros, effect of negative ejection

For citation:

Filimonov A. B., Filimonov N. B. Control of Zeros and Poles in Problems of Synthesis of Regulation Systems. Part I. Compensation Approach, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2020, vol. 21, no. 8, pp. 443–452.

DOI: 10.17587/mau.21.443-452

References

1. **Solodovnikov V. V., Filimonov N. B.** Dynamic Quality of Automatic Control Systems, Moscow, Publishing house of BMSTU, 1987, 84 p. (in Russian).
2. **Sokolov N. I.** Analytical Method for the Synthesis of Linearized Automatic Control Systems, Moscow, Mashinostroenie, 1966, 326 p. (in Russian).
3. **Pervozvansky A. A.** Course of Automatic Control Theory, Moscow, Nauka, 1986, 616 p. (in Russian).
4. **Methods** of classical and modern theory of automatic control. Textbook in 5 volumes, vol. 3, "Synthesis of Regulators and Automatic Control System", under the ed. K.A. Pupkov and N.N D. Egupov, Moscow, Publishing house of MBSTU, 2004, 616 p. (in Russian).
5. **Volgin L. N.** Elements of the Theory of Controlling Machines (Method of Polynomial Equations in the Problems of Synthesis of Automatic Control Systems with Digital Computers), Moscow, Sovetskoe radio, 1962, 164 p. (in Russian).
6. **Krut'ko P. D.** Inverse Problems of Dynamics of Controlled Systems. Linear Model, Moscow, Nauka, 1987, 304 p. (in Russian).
7. **Grimble M. J., Kučera V.** Polynomial Methods for Control Systems Design, Springer-Verlag, 1996, 260 p.
8. **Chen C. T.** Linear System Theory and Design, New York, Oxford University Press, 1999, 334 p.
9. **Tyutikov V. V., Tararykin S. V.** Robust Modal Management of Technological Objects, Ivanovo, IGEU named after V. I. Lenin, 2006, 256 p. (in Russian).
10. **Ishmatov Z. S.** Microprocessor Based Control of Electric Drives and Production Facilities. Polynomial Methods, Yekaterinburg, Publishing house of UGTU-UI, 2007, 278 p. (in Russian).
11. **Gaiduk A. R.** Theory and Methods of Analytical Synthesis of Automatic Control Systems (Polynomial Approach), Moscow, Fizmatlit, 2012, 360 p. (in Russian).
12. **Kim D. P.** Algebraic Methods of Automatic Control System Synthesis, Moscow, Fizmatlit, 2014, 164 p. (in Russian).
13. **Kučera V.** Diophantine Equations in Control — A survey, *Automatica*, 1993, vol. 29, no. 6, pp. 1361–1375.
14. **Volgin L. N.** Diophantine Polynomial Calculus and its Application to Solving Mathematical Problems in Control Theory, *Automatic*, 1987, no. 1, pp. 43–52 (in Russian).
15. **Filimonov N. B.** Control of Transients in Linear Finite-Dimensional Objects: Dis. ... Cand. Tech. Science: 05.13.02. Bauman Moscow State Technical University, Moscow, 1979, 395 p. (in Russian).
16. **Filimonov N. B.** The Question of the Solvability of Problem of V.V V. Solodovnikov. *Proceedings of the Bauman*, no. 314, *Automatic Control Systems*, iss. 7, Moscow, Publishing house of BMSTU, 1979, pp. 60–71 (in Russian).
17. **Filimonov A.B., Filimonov N. B.** On the Problem of Dynamic Quality of Linear Stationary Control Systems. Analytical Methods of Synthesis of Regulators: Interuniversity Science, Saratov, Publishing house of SPTU, 1981, pp. 94–106 (in Russian).
18. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** Factor of the Right Transmission Zeroes in the Problems of Automatic Regulation, *Journal of Advanced Research in Technical Science*, 2019, iss. 15, pp. 103–109 (in Russian).
19. **Solodovnikov V. V., Filimonov A. B., Filimonov N. B.** Analysis of the Compensation Approach to the Synthesis of Control Systems, *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Priborostroenie*, 1979, no. 2, pp. 27–32 (in Russian).
20. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** Some Aspects of Modal Synthesis of Automatic Regulation Systems, *Journal of Advanced Research in Technical Science*, 2018, iss. 11, pp. 82–88 (in Russian).
21. **Mita T., Yoshida H.** Undershooting Phenomenon and its Control in Linear Multivariable Servomechanism, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1990, vol. 35, no. 5, pp. 578–580.
22. **Voronoi V. V., Voevoda A.** About the Right Zeros Influence to System Transients, *Transaction of Scientific Papers of the Novosibirsk State Technical University*, 2013, no. 2 (72), pp. 19–29 (in Russian).

Б. В. Сухинин, д-р техн. наук, проф., eeo@uic.tula.ru,
В. В. Сурков, д-р техн. наук, проф., vvs150747@mail.ru,
Тульский государственный университет

Аналитическое конструирование робастных оптимальных по быстродействию систем управления с бесконечно большим коэффициентом усиления

Обсуждается проблема синтеза робастных систем управления с большим коэффициентом усиления и, в частности, оптимальных по критерию быстродействия, позволяющих управлять оптимально по точности регулирования многомерными нелинейными динамическими объектами высокой размерности с функциональными неопределенностями.

Предлагается метод аналитического конструирования оптимальных по быстродействию систем управления для широкого класса многомерных нелинейных динамических объектов с функциональными неопределенностями, в том числе неустойчивыми, неминимально-фазовыми, нейтральными, обладающими свойствами дифференцирования. Простота и универсальность, математическая строгость и физическая обоснованность данного метода заключается в использовании метода Р. Беллмана и декомпозиции задачи оптимального по быстродействию управления на ряд однотипных простых задач первого порядка.

Теоретически исчерпывающее решение задачи робастного управления дает идея построения систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления. Свойствами устойчивости при этом обладают оптимальные системы, синтезированные с применением квадратичных функционалов качества, не зависящих явно от управляющего сигнала, и при ограничении на управляющий сигнал. Существенно, что в отличие от непрерывных систем с не измеряемыми возмущениями и мало известным объектом, в которых условия инвариантности предполагают использование бесконечно больших коэффициентов усиления, в релейных (разрывных) системах эквивалентный эффект достигается с помощью конечных управляющих воздействий.

Поскольку задача быстродействия является частной задачей точности воспроизведения входного воздействия на объект управления, установившаяся ошибка регулирования (в том числе и все коэффициенты ошибок: по положению, скорости, ускорению, рывку и т. д.) теоретически строго равна нулю при наличии внешних и внутренних помех, действующих только на объект регулирования, но не на систему управления, включая датчики переменных состояния объекта управления или сигнал задания. Однако из-за инерции объекта ни о какой точности не может быть и речи в переходном процессе отработки сигнала задания, пусть даже и в оптимальном по быстродействию режиме.

Ключевые слова: неопределенный объект, большой коэффициент усиления, оптимальная точность, быстродействие, синтез управления, устойчивость, функциональное уравнение, условие управляемости

"Многие вещи нам непонятны не потому, что наши понятия слабы; но потому, что сии вещи не входят в круг наших понятий"

Козьма Прутков

Введение

Проблема робастности в теории управления по-прежнему является весьма актуальной и продолжает будоражить умы ученых [1–10]. Здесь важно отметить, что "все вопросы науки — в том числе и проблема робастности, — негласно регулируются нравственностью" [11]. В свою очередь, "нравственность — это добровольное исполнение человеком тех или иных обязательств и норм нравственного закона (Закона Божьего)" [12] или законов природы для неверующих в Бога. Отсюда вывод простой — необходимо изучать законы природы, расширяя круг понятий. В противном случае индивид формирует у себя иллюзию объектив-

ности, что порождает иллюзию управления. Но результат все равно будет объективным. А разочарования индивида — реальными.

Как показано в статье [1], "большая часть результатов современной теории робастного управления получена на основе линейных методов", использующих давно известный круг понятий. В результате получаемое линейное управление хотя и обеспечивает "уровень гашения возмущений в замкнутой системе меньше заданного числа", но не обладает наивысшим качеством (не оптимально по быстродействию и по точности отработки сигнала задания, при котором все коэффициенты ошибок равны нулю), а лишь "обеспечивает только асимптотическую устойчивость". Кроме того,

в таких "робастных следящих системах в начальный момент времени наблюдается высокое значение сигнала управления" [2] как следствие "решения различных робастных задач, приводящих не известно откуда к появлению больших коэффициентов усиления" [13]. Из-за этого на управление вынужденно и бездоказательно приходится накладывать ограничение. "Отличительной особенностью K_∞ -робастных систем является тот факт, что ... применяется метод функции Ляпунова" [2]. Такой подход также не расширяет "круг понятий", не обеспечивает оптимальную точность и принципиально исключает возможность получения оптимального быстрогодействия.

Для успешного решения проблем робастного управления одной математики мало, необходимо расширять "круг понятий" и, как минимум, изучать физику процесса управления (законы природы). Например, в работах [1, 14–16] "динамика управляемого процесса в робастных системах с большим коэффициентом усиления разбита на два интервала: быстрое движение к малой окрестности плоскости $s = 0$ и "медленное движение по $s = 0$ в положение равновесия. Эта особенность авторами названа "эффектом локализации движения". Этот термин фактически подтверждает принцип работы робастного регулятора [17]: сначала как можно быстрее свести ошибку регулирования к нулю (задача быстрогодействия) и далее держать ошибку на нулевом уровне (задача точности). Здесь важно отметить, что в быстродействующем процессе регулятор работает при максимальном сигнале управления в разомкнутой системе без обратной связи, когда все зависит от инерционности объекта, а как ее уменьшить или ликвидировать совсем, пока никто не знает.

Авторы работы [3] поставили цель: синтезировать "алгоритм управления динамическими объектами с компенсацией параметрической неопределенности, внешних возмущений и помех измерения". Это аналогично, например, управлению положением фотона при измерении его действительного положения сантиметровой лентой трясущимися руками с дальнейшей попыткой извлечь для управления хоть какую-нибудь ценную достоверную информацию о местоположении объекта управления. Для точного качественного управления объектом очень важно иметь точную качественную информацию о его состоянии и, по возможности, без всяких промежуточных преобразований.

Хорошо известно, что с точки зрения физики процессов, происходящих при управлении, управление — это передача информации от блока к блоку при взаимодействии между блоками по замкнутому циклу. Иными словами, измерение (информация) — это только одна составляющая процесса управления, причем управление никак не может повлиять на уровень помех измерения или на помехи в сигнале задания (независимо от управления они либо есть, либо их нет), все помехи проникают непосредственно в регулятор (устройство, вырабатывающее "чистый", без помех сигнал управления). Именно поэтому на регулятор не должны действовать никакие помехи [17], внешние возмущения (возмущения окружающей среды) и неопределенности. Сигнал, поступающий в регулятор, должен быть предварительно и достоверно очищен от любых искажений. Компенсация (фильтрация) помех измерения и задания, а еще лучше достаточное для управления точное получение информации об измерении и задании — это отдельная крупная и очень важная проблема, влияющая на качество управления, но не имеющая к управлению никакого отношения. Влияние же параметрических неопределенностей объекта и внешних возмущений на объект может быть эффективно уменьшено вплоть до нуля (это и есть инвариантность, т. е. независимость, или робастность) только с помощью управления по замкнутому циклу (в системах с обратной связью).

Для иллюстрации действия неизвестной помехи измерения $f_{изм}$ на процесс управления и компенсации помех рассмотрим структурную схему [17] замкнутой автоматической системы (рис. 1) с регулятором (Р), выходным сигналом x_1 объекта управления (ОУ), входным сигналом задания $x_{1зад}$, ошибкой Δx , управлением u , выходным сигналом системы $x_{1сп}$ с помехой. На ОУ действует внешняя помеха (окружающая среда, например, момент нагрузки) $f_{вн}$, приведенная к выходу ОУ.

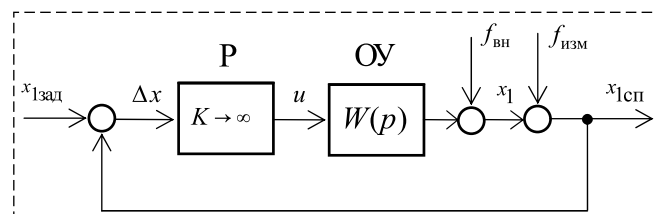


Рис. 1. Структурная схема системы автоматического управления

Fig. 1. The block diagram of the automatic control system

Из схемы на рис. 1 следует:

$$x_1(p) = \frac{KW(p)}{1 + KW(p)} x_{1\text{зад}}(p) + \frac{1}{1 + KW(p)} f_{\text{вн}}(p) - \frac{KW(p)}{1 + KW(p)} f_{\text{изм}}(p);$$

$$x_{1\text{сп}}(p) = \frac{KW(p)}{1 + KW(p)} x_{1\text{зад}}(p) + \frac{1}{1 + KW(p)} f_{\text{вн}}(p) + \frac{1}{1 + KW(p)} f_{\text{изм}}(p).$$

При $K \rightarrow \infty$, полагая, что каким-то образом [17] решен вопрос устойчивости системы, имеем: $x_1 = x_{1\text{зад}} - f_{\text{изм}}$, $x_{1\text{сп}} = x_{1\text{зад}}$. Отметим независимость сигналов x_1 и $x_{1\text{сп}}$ от $f_{\text{вн}}$ и параметрических изменений ОУ (параметрических возмущений).

Из последних формул следует:

$$f_{\text{изм}} = x_{1\text{зад}} - x_1 = x_{1\text{сп}} - x_1 \\ \text{и } x_1 = x_{1\text{зад}} - f_{\text{изм}} = x_{1\text{сп}} - f_{\text{изм}}.$$

Итак, для выделения помехи и получения чистого (без помех) сигнала необходим сам чистый сигнал. Все остальное — иллюзия компенсации неизвестной помехи с помощью управления.

В работах [18—20] "предлагается другая теоретическая схема включения механизма большого усиления в структуру систем автоматического управления. В ее основе лежит робастная коррекция (посредством большого коэффициента усиления) объекта управления как предварительный этап решения задачи управления. В итоге синтезируемая САУ имеет двухконтурную структуру: внутренний контур обеспечивает робастную коррекцию ОУ, а внешний отвечает за достижение цели управления". Такое разделение задачи на ряд простых (декомпозиция) позволяет сосредоточить внимание на придании свойств робастности вначале объекту управления, а затем можно формировать новые полезные свойства системы. Важно подчеркнуть, что для обеспечения приемлемой устойчивости внутреннего контура при большом коэффициенте усиления такая робастная коррекция накладывает определенные ограничения, в том числе на корни характеристического многочлена скорректированного объекта: корни (моды) должны быть быстро затухающими. "Данная схема коррекции неприменима для неминимально-фазовых объектов, а также

в случаях, когда эти корни неудовлетворительны с точки зрения требуемого запаса устойчивости синтезируемой системы управления". Кроме того, "отметим один существенный аспект классических схем и методов модального управления — они могут приводить к неробастным решениям". При этом внешний контур строится по традиционной схеме непрерывных систем управления с регулятором, что не может обеспечить оптимальную точность регулирования и принципиально исключает возможность получения оптимального быстродействия.

Настоящую статью можно рассматривать как продолжение обсуждения вопросов теории оптимального управления и, в частности, робастного регулятора по критерию быстродействия (частный случай задачи точности).

Авторы в работе [21] отмечают: "Решение задач оптимального управления по критерию быстродействия в форме обратной связи, как показывает анализ известных работ [1—16], оцениваемое сотнями, представляет серьезную теоретическую проблему даже для объектов невысокого порядка ($n = 3, 4, 5$)". Точное аналитическое решение задачи быстродействия до сих пор является "неприступной крепостью" и "изюминкой на торте" даже линейной теории автоматического управления.

Так, например, для синтеза оптимальных по быстродействию систем до сих пор применяется метод фазовой плоскости и теорема об n интервалах А. А. Фельдбаума [22], которая им доказана для линейных систем (своеобразный аналог "эффекта локализации движения" или декомпозиции), имеющих апериодические переходные процессы (не осциллирующие системы). Позднее аналогичный вывод был сделан и для нелинейных систем [23], которые, будучи линеаризованными, имеют апериодические переходные процессы. Однако данная теорема позволяет определить только число интервалов постоянного управления, а не оптимальное быстродействующее управление, тем более, для осциллирующих (колебательных) систем.

Целью настоящей работы является демонстрация теоретических аспектов и практических особенностей точного метода аналитического конструирования оптимальных по быстродействию систем управления, позволяющих управлять нелинейными многомерными динамическими объектами высокого порядка с функциональными неопределенностями, в том числе неустойчивыми; неминималь-

но-фазовыми; нейтральными; обладающими свойствами дифференцирования. Простота и универсальность, математическая строгость и физическая обоснованность данного подхода заключаются в декомпозиции задачи быстрогодействия (теореме об n интервалах управления, являющейся обобщением теоремы об n интервалах А. А. Фельдбаума) и подавлении динамики функционально неопределенного объекта и внешних возмущений за счет бесконечно большого коэффициента усиления в скользящем режиме работы.

Предлагаемый метод синтеза робастных систем управления, оптимальных по быстродействию

Теоретически исчерпывающее решение задачи робастного оптимального по быстродействию управления дает идея использования метода динамического программирования Р. Беллмана (математика) и принципа действия оптимальной по быстродействию системы (физика), которая является частным случаем решения задачи оптимальной точности [17, 24]. Акцентируем здесь внимание на том, что в рамках известного традиционного представления ("круга понятий") робастность системы, т. е. подавление динамики функционально неопределенного объекта и внешних возмущений, можно обеспечить только лишь в скользящем режиме спустя время регулирования t_p (t_p — время отсутствия обратной связи или разомкнутого состояния системы при максимальном сигнале управления до возникновения скользящего режима). При этом для точного отслеживания входного сигнала частота его изменения удовлетворять условию [24]

$$\omega_0 \ll 2\pi/t_p. \quad (1)$$

Чем меньше t_p (чем больше быстродействие), тем выше может быть частота изменения входного сигнала. Наименьшим временем регулирования t_p (но не оптимальным быстродействием) обладают системы с оптимальным (минимальным) "расходом сигнала управления" (термин введен А. А. Красовским). Однако такие системы управления должны быть устойчивы при отсутствии управляющего сигнала [24]. В противном случае придется мириться с несколько возрастающим временем t_p в оптимальном по быстродействию процессе.

Один из возможных подходов к разработке математически строгой физической теории робастного управления может базироваться на теории аналитического конструирования оптимальных регуляторов [24] по критерию быстрогодействия (АКОРБ).

Общим признаком интегральных критериев точности регулирования (включая оптимальные быстродействия) является их независимость в явной форме от управления:

$$J = \int_0^T F_0(\mathbf{X})dt, \quad F_0(\mathbf{X}) > 0,$$

время T — не определено, (2)

причем критерий быстрогодействия является частным случаем критерия точности при $F_0(\mathbf{X}) > 0$, или критерий быстрогодействия является одновременно и критерием точности (здесь $\mathbf{X}$ — вектор состояния).

Известно (например, из принципа максимума Л. С. Понтрягина или динамического программирования Р. Э. Беллмана), что минимизация такого критерия (2) обеспечивается идеальными релейными управлениями:

$$u_{ij}(t) = -\text{sign}(\psi_{ij}(\mathbf{X})), \quad i = 1, \dots, n, \quad j = 1, \dots, m, \quad (3)$$

где $|u_{ij}(t)| \leq 1$, $\mathbf{X} = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ — вектор состояния (вектор фазовых координат) ОУ; n — порядок объекта управления (максимальное число интервалов управления); m — число управляющих воздействий; $\psi_{ij}(\mathbf{X})$ — искомые функции переключения, причем $\psi_{ij}(\mathbf{X}) = 0$ — поверхности переключения, проходящие через начало координат $\psi_{ij}(0) = 0$.

Пусть объект управления с функциональной неопределенностью описывается векторно-матричным нелинейным дифференциальным уравнением возмущенного движения в соответствии с теорией возмущенно-невозмущенного движения А. М. Ляпунова:

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}(\mathbf{X}) + \mathbf{B}(\mathbf{X})\mathbf{U} + \mathbf{V}(t). \quad (4)$$

где $\mathbf{U} = (u_1, \dots, u_m)^T$ — вектор управления; $\mathbf{A}(\mathbf{X}) = (a_1(\mathbf{X}), \dots, a_n(\mathbf{X}))^T$ — нелинейная нестационарная ограниченная вектор-функция; $\mathbf{B}(\mathbf{X}) = (b_{ij}(\mathbf{X}))_{n \times m}$ — нелинейная нестационарная ограниченная функциональная матрица; $\mathbf{V}(t) = (\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_n)^T$ — вектор-функция неконтролируемых ограниченных внешних возмущений.

Предполагается, как минимум, что известен и может быть измерен вектор состояния объекта управления с необходимой точностью и известны входы подачи управляющих воздействий. Для упрощения дальнейшего изложения, не влияющего на сущность решаемой задачи, рассмотрим одномерный объект $b_n(\mathbf{X})$. Следуя работам [17, 24], запишем основное функциональное уравнение относительно искомой функции переключения (по А. А. Красовскому — скорости проникновения поверхности переключения):

$$\dot{\psi}(\mathbf{X}) = \frac{d\psi}{dt} = \frac{\partial \psi}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \psi}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \dots + \frac{\partial \psi}{\partial x_n} \dot{x}_n = \mathbf{G}(\mathbf{A} + \mathbf{V}) + \mathbf{G}\mathbf{B}u \quad (5)$$

или

$$\dot{\psi}(\mathbf{X}) = f(\mathbf{X}) + \varphi(\mathbf{X})u. \quad (6)$$

Здесь

$$f(\mathbf{X}) = \mathbf{G}\mathbf{A} = g_1(\mathbf{X})(a_1(\mathbf{X}) + v_1) + g_2(\mathbf{X})(a_2(\mathbf{X}) + v_2) + \dots + g_n(\mathbf{X})(a_n(\mathbf{X}) + v_n);$$

$\varphi(\mathbf{X}) = \mathbf{G}\mathbf{B} = g_n(\mathbf{X})b_n(\mathbf{X})$, $\mathbf{G} = (g_1, g_2, \dots, g_n)$, $g_i = \partial \psi / \partial x_i \neq 0$ — неизвестные искомые функции.

Представим матричное уравнение (4) в виде системы обычных дифференциальных уравнений в форме Коши с учетом масштабирования сигнала управления:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_1(\cdot) + \vartheta_1(\cdot); \\ \dot{x}_2 = a_2(\cdot) + \vartheta_2(\cdot); \\ \dots\dots\dots \\ \dot{x}_n = a_n(\cdot) + b(\cdot)U_m u + \vartheta_n(\cdot). \end{cases} \quad (7)$$

Здесь $|u| \leq 1$. В будущем распространим решение задачи синтеза в аналитическом виде закона оптимального по быстродействию управления и на многомерные объекты с m входами управления.

Поскольку $\mathbf{A}(\cdot)$, $\mathbf{B}(\cdot)$ и $\mathbf{V}(\cdot)$ являются неизвестными, то представим объект (4), (7) в виде линейной известной части и нелинейной неизвестной части:

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} + f_i(\cdot); & f_i(\cdot) = -x_{i+1} + a_i(\cdot) + \vartheta_i(\cdot); \\ & i = 1, 2, \dots, n-1; \\ \dot{x}_n = f_n(\cdot) + b(\cdot)U_m u; & f_n(\cdot) = a_n(\cdot) + \vartheta_n(\cdot). \end{cases} \quad (8)$$

Здесь линейная часть объекта представлена наиболее простым последовательным соединением n интегрирующих звеньев [17]. Все $f_i(\cdot)$, $b(\cdot)$ можно рассматривать как нежелательные помехи, действующие на объект.

Для оптимального по быстродействию управления не осциллирующими объектами необходимо выполнить условие управляемости (реализуемости) системы регулирования в виде строгого равенства:

$$|f(\mathbf{X})| = \varphi(\mathbf{X}), \dots, \varphi(\mathbf{X}) > 0. \quad (9)$$

Можно показать [24], что при применении последовательно $(n-1)$ раз условия (9) фазовое пространство постепенно сжимается до единицы (см. работы А. Колесникова), причем

$$|u_n| = |u_{n-1}| = \dots = |u_2| = |u_1| = |u| = 1, \\ u_i = -\text{sign}[\psi_i(x_i, \dots, x_n)], i = 1, 2, \dots, n,$$

а последняя функция переключения $\psi_n(\mathbf{X}) = x_n$.

Рассмотрим точное аналитическое решение задачи синтеза закона оптимального управления объектом (8) с использованием теории АКОРБ [20].

Решение. Для объекта (8) n -го порядка в соответствии с теоремой об n интервалах управлений [24], запишем абсолютно точные выражения для n поверхностей переключения и, соответственно, n управлений оптимального по быстродействию процесса для неосциллирующих нелинейных объектов с точностью до постоянных интегрирования:

n -й интервал: $\psi_n = x_n$, $u_n = -\text{sign}(x_n)$;

$(n-1)$ -й интервал:

$\dot{\psi}_{n-1} = x_n + |x_n|u$, $u_{n-1} = -\text{sign}(\psi_{n-1} + C_{n-1})$;

$(n-2)$ -й интервал:

$\dot{\psi}_{n-2} = \psi_{n-1} + |\psi_{n-1}|u$, $u_{n-2} = -\text{sign}(\psi_{n-2} + C_{n-2})$;

... и так далее ...

второй интервал:

$\dot{\psi}_2 = \psi_3 + |\psi_3|u$, $u_2 = -\text{sign}(\psi_2 + C_2)$;

первый интервал:

$\dot{\psi} = \psi_1 = \psi_2 + |\psi_2|u$ — функция переключения оптимального по быстродействию управления объектом (8) и управление $u = u_1 = -\text{sign}(\psi + C_1)$ — результат решения.

Здесь C_i — константа интегрирования соответствующего $\dot{\psi}_i$, которая определяется из условия $\psi_i(0) = 0$, так как поверхность переключения должна проходить через начало координат.

Иллюстрация полученных результатов исследования

Рассмотрим пример управления математическим маятником, взятый из работы [2], с учетом масштабирования сигнала управления:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = -k_1 \sin x_1 + k_2 U_m u + v(t), \end{cases} \quad (10)$$

где $|u| \leq 1$; $U_m = 20$; $x_1 = \theta$ — угол от положения равновесия (вертикаль) — выходная координата; $x_2 = \dot{\theta}$; $k_1 = g/l$, $k_1 = [19,6; 9,8; 6,5]$; $k_2 = 2/ml^2$, $k_2 = [16; 2; 0,6]$; l — длина стержня, $l = [0,5; 1,0; 1,5]$; m — масса груза, $m = [0,5; 1,0; 1,5]$; номинальные значения параметров $m = l = 1$; $v(t) = 1 + \sin(10t) + \cos(4t)$ — неконтролируемое внешнее возмущение; $y_d = 0,5\sin(0,5t) + 0,5\cos(t)$ — эталонная траектория.

Генеральные составляющие модели:

$$f(\cdot) = -k_1 \sin(x_1) + v(t), \quad b(\cdot) = k_2.$$

Заданные показатели качества: $t_s = 2$ с, $\delta_x = 2\%$. Начальные условия: $x(0) = (x_{10}, x_{20})^T = (2, 0)^T$.

Будем полагать, что уравнения (10) записаны в отклонениях в соответствии с концепцией возмущенно-невозмущенного движения А. М. Ляпунова.

Решение. Здесь два интервала. На последнем интервале: $\psi_2 = x_2$. Для первого интервала:

$$\dot{\psi} = x_2 + |x_2|u = \dot{x}_1 + |x_2|u, \quad (11)$$

и оптимальное по быстродействию управление: для реальных координат:

$$u = \text{sign}(y_d - x_1 - \int |x_2| u dt + 0,0964). \quad (12)$$

Поскольку интегральную составляющую закона управления (12) аналитически определить не представляется возможным из-за неизвестных составляющих объекта, то постоянную интегрирования можно легко найти подбором при моделировании для конкретных начальных условий и задания.

На рис. 2 приведены результаты моделирования объекта (10) с управлением (12) при $y_d = -1$, $m = l = 1$.

Отметим, что с управлением (12) время оптимального по быстродействию процесса регулирования $t_p \approx 0,55$ с при нулевой (теоретически) ошибке слежения (в работе [2] это $t_s = 2$ с — заданное время установления (*settling time*) пере-

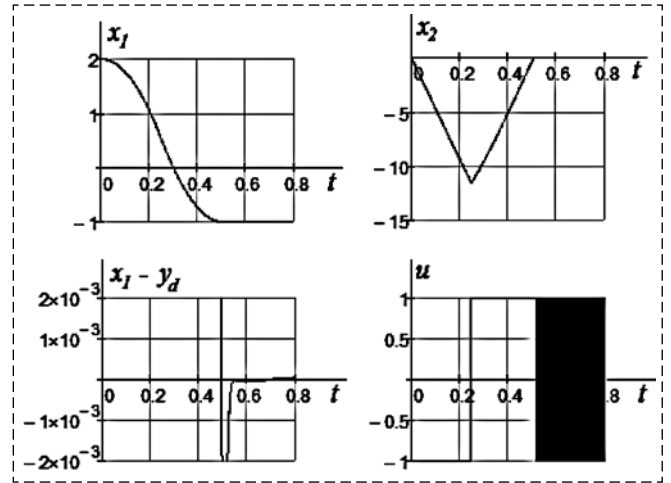


Рис. 2. Графики сигнала управления, переходных процессов и изменения ошибки в системе (10), (12)

Fig. 2. Graphs control signal, transients and changes in the error in the system (10), (12)

ходной составляющей при (1...5) %-ной ошибке слежения).

Существенный недостаток точного оптимального по быстродействию управления (12) заключается в необходимости определения постоянной интегрирования, которая зависит от изменяющихся начальных условий, неизвестных составляющих объекта и возмущений.

Достоинство метода: простота и быстрота получения решения с точностью до постоянных интегрирования, которое можно использовать для сравнения с другими оптимальными управлениями, а также для проверки подозрительных решений на оптимальность по быстродействию.

Для данного примера существует уникальная возможность получения абсолютно точного решения, если предположить, что генеральные составляющие модели известны и $v(t) = 0$. Подставляя в соотношение (11) уравнения объекта (10)

$$\dot{\psi} = \dot{x}_1 + (1/k_2 U_m)(|x_2|\dot{\psi}_2 + k_1 \text{sign}(x_2) \sin(x_1) \dot{x}_1), \quad (13)$$

интегрируя и учитывая $\psi|_{x=0} = 0$, получим $u = -\text{sign} \psi$ для реальных координат:

$$u = \text{sign} \left[y_d - x_1 - \frac{1}{2k_2 U_m} (x_2^2 + k_1 \times \right. \\ \left. \times \cos(y_d - x_1)) \text{sign}(x_2) \right]. \quad (14)$$

На рис. 3 приведены результаты моделирования объекта (10) с управлением (14) при $y_d = -1$, $v(t) \neq 0$, $m = l = 1$. Из рис. 2 и 3 следует,

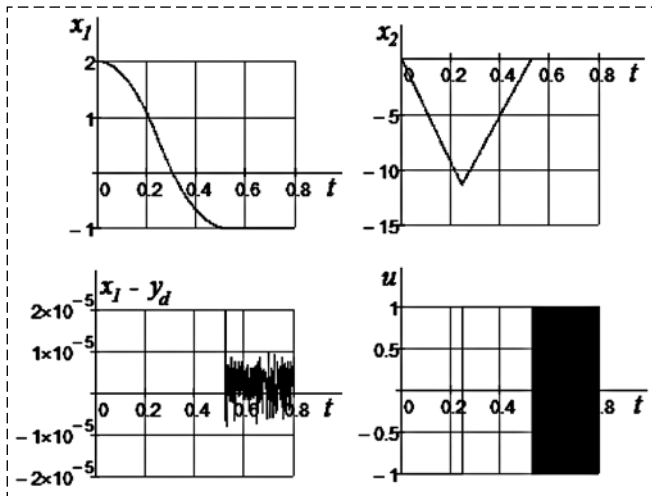


Рис. 3. Графики переходных процессов в системе (10), (14)
Fig. 3. Graphs transients in the system (10), (14)

что управления (14) и (12) практически одинаковы по быстродействию, но управление (14) сложнее по структуре, и для его вывода необходимо знать генеральные составляющие объекта.

Рассмотрим линейную часть объекта (10):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2; \\ \dot{x}_2 = U_m u. \end{cases} \quad (15)$$

Воспользовавшись уравнением (11) с учетом (15) и проинтегрировав его, получим оптимальное по быстродействию управление для объекта (15) и предполагаемое управление для объекта (10):

$$u = -\text{sign}(\psi) = -\text{sign}\left[y_d - x_1 - \frac{|x_2|x_2}{2U_m}\right]. \quad (16)$$

Такое решение (оптимальное по точности для объекта (10) и почти (квази) оптимальное по быстродействию) возможно при выполнении (может быть принудительном) условия управляемости (реализуемости) в виде нестроого равенства: $|f(\mathbf{X})| \leq \varphi(\mathbf{X})$. Можно показать, что оно выполняется, что подтверждается моделированием (рис. 4), где приведены результаты моделирования объекта (10) с управлением (16) при неизвестных генеральных составляющих, $v(t) \neq 0$, $y_d = -1$, $m = l = 1$.

Как следует из рис. 2–4, все найденные управления примерно одинаковы по времени переходного процесса при одинаковом $U_m = 20$, однако управление (16) не зависит от постоянных интегрирования и начальных условий. Отметим здесь, что в любом случае время

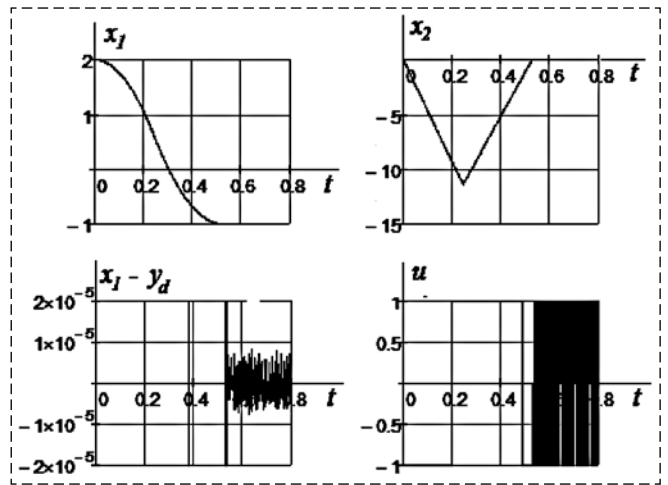


Рис. 4. Графики сигнала управления, переходных процессов и изменения ошибки в системе (10), (16)
Fig. 4. Graphs control signal, transients and changes in the error in the system (10), (16)

переходных процессов в квазиоптимальном или оптимальном по быстродействию процессе существенно зависит от генеральных составляющих объекта и начальных условий.

На рис. 5, 6 представлены графики процесса слежения за эталонной траекторией y_d и ошибки слежения $y_d - x_1$.

Из рис. 5 следует, что в управлении (16) три интервала, т. е. оно квазиоптимально по

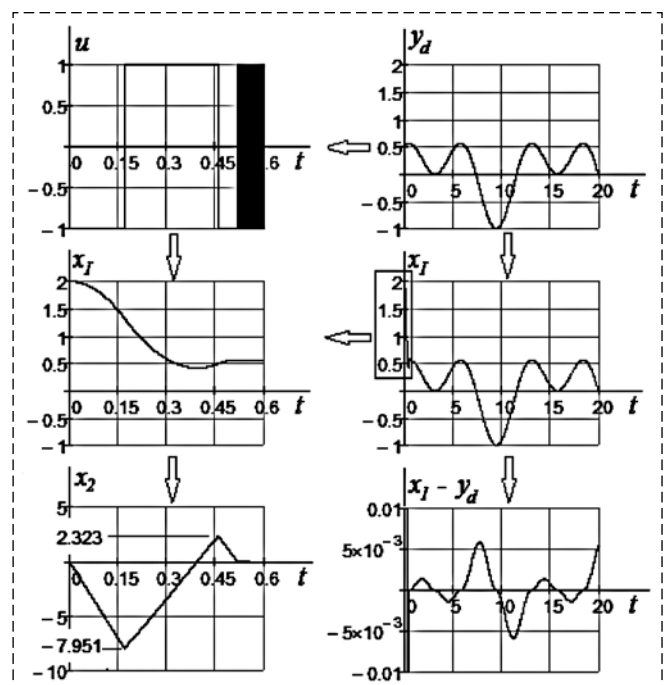


Рис. 5. Реакция системы (10) на задание y_d ; управление (16), $U_m = 20$
Fig. 5. Reaction of the system (10) to the task y_d ; control (16), $U_m = 20$

быстродействию до наступления скользящего режима при $t_p \approx 0,55$ с. Вследствие квазиоптимальности (сказываются неучтенные в управлении генеральные составляющие объекта), задание y_d обрабатывается колебательно (как, впрочем, и на графике в работе [2, стр. 703, рис. 4]). Небольшая ошибка регулирования (после t_p) свидетельствует о том, что быстродействия не достаточно и регулятор не успевает обрабатывать изменяющееся задание.

Замечание: ошибка регулирования может возникать также из-за недостаточной точности компьютерного моделирования и зависит от программы моделирования, точности вычислений, дискретизации по времени и уровню — все это влияет на точность определения нулевого значения функции переключения.

Графики получены при начальном условии $x(0) = (2,0)^T$ и $m = l = 1$ для системы (10) с квазиоптимальным по быстродействию (16) управлением (рис. 5) и с оптимальным по точности управлением (рис. 6):

$$u = -\text{sign}\psi = -\text{sign}(y_d - x_1 - 0,14x_2), \quad (17)$$

взятым из работы [17] для сравнения.

Теоретически ошибка регулирования в скользящем режиме должна быть строго равна нулю, а практически определяется точностью работы электронной схемы регулятора и точностью работы датчиков состояния объекта.

Управление (17) с линейными обратными связями (хотя и имеет два интервала, но это не оптимальное быстродействие) наиболее про-

стое по структуре и по аналитическому выводу, обеспечивает меньшее значение t_p из-за $0 \leftarrow |f| \ll \varphi$ (см. (9)), чем управление (16), где $|f| \approx \varphi$, но ошибка регулирования (после $t_p \approx 0,4$ с) на порядок больше вследствие малого быстродействия и большего значения координаты x_2 .

Здесь подтверждается вывод, приведенный в работе [17]: чем больше быстродействие, тем меньше ошибка слежения при прочих равных условиях. Для устойчивых объектов (в тех случаях, когда объект при отсутствии управления устойчив) чем меньше время t_p , тем быстрее наступит скользящий режим работы системы при бесконечном значении коэффициента усиления системы. Ошибка слежения за эталонной траекторией в системах (10), (16) и (10), (17) возникает из-за несоответствия быстродействия (t_p) частоте изменения эталонной траектории, т. е. из-за нарушения условия (1) при имеющемся быстродействии.

Одним из возможных и наиболее доступных способов кардинального решения проблемы робастности и, в частности, проблемы быстродействия является существенное увеличение мощности исполнительного органа (объекта управления) совместно с регулятором [17].

Исследуем самое простое управление (17) объектом (10) с неизвестными генеральными составляющими при действии эталонной траектории и неконтролируемого внешнего возмущения при существенном увеличении параметра U_m канала управления объектом.

На рис. 7 представлены графики процесса слежения за эталонной траекторией y_d и ошиб-

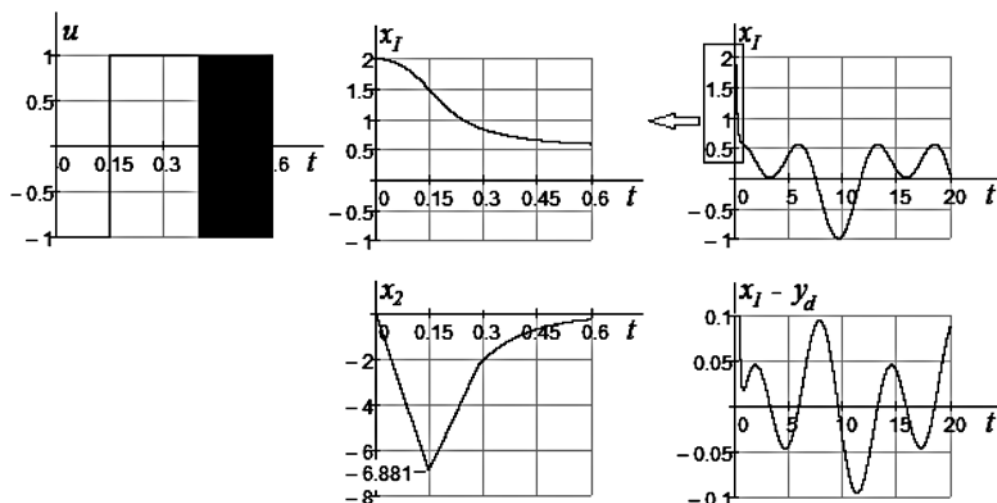


Рис. 6. Реакция системы (10) на задание y_d : управление (17), $U_m = 20$

Fig. 6. Reaction of the system (10) to the task y_d : control (17), $U_m = 20$

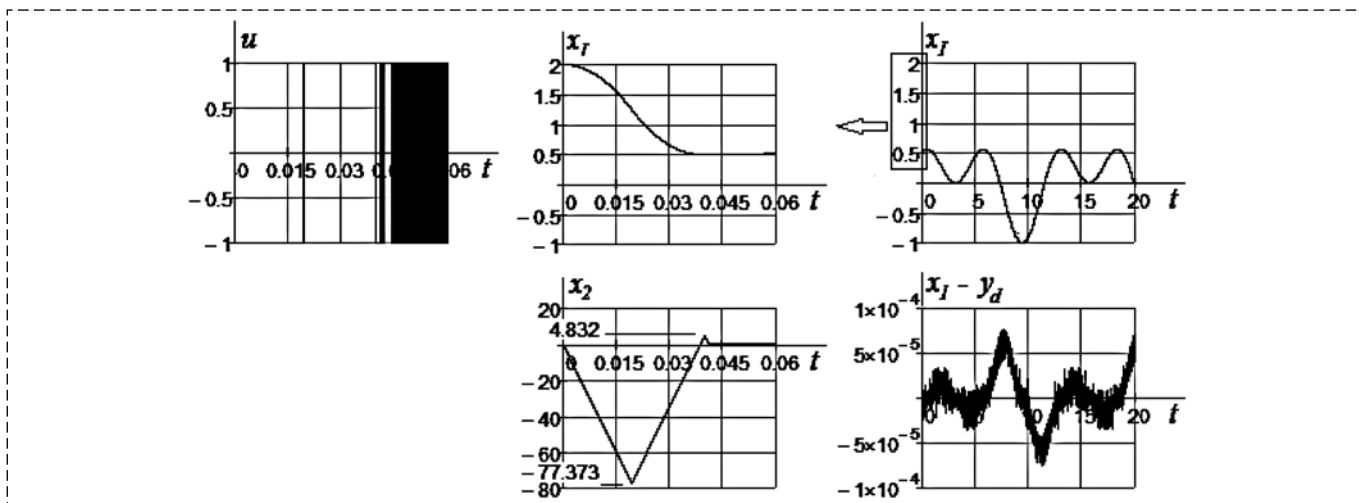


Рис. 7. Реакция системы (10) на задание y_d : управление (17), $U_m = 2000$
 Fig. 7. Reaction of the system (10) to the task y_d : control (17), $U_m = 2000$

ки слежения $y_d - x_1$. Из рис. 7 следует, что существенное увеличение U_m (на два порядка) существенно повышает быстродействие (более, чем на порядок) и существенно уменьшает ошибку регулирования (на два порядка).

Однако максимальное значение координаты x_2 при этом существенно возрастает (на порядок), т. е. требуется существенное увеличение мощности объекта (на порядок).

Заключение

В работе продолжено обсуждение проблемы робастности и тесно связанной с ней проблемы оптимального (наибольшего) быстродействия в переходном процессе для последующего решения задачи точности регулирования в системах управления нелинейными объектами с неизвестной или неполной математической моделью в условиях неопределенности характеристик объекта и действия внешних возмущений. Здесь опять подтверждается старая истина — "чудес не бывает", в том смысле, что степень быстродействия не влияет на робастность управления во время переходного процесса (пусть даже и оптимального по быстродействию). Во время оптимального быстродействия система большую часть времени разомкнута и нет смысла говорить о каком-либо коэффициенте усиления замкнутой системы управления, а моменты переключения системы в другое разомкнутое состояние зависят только от инерционности объекта управления, которую невозможно уменьшить в рамках традиционного "круга понятий".

Однако степень быстродействия очень сильно влияет на точность процесса слежения за эталонной траекторией задания, и при определенной частоте изменения задания часто даже быстродействующее управление не успевает обрабатывать входное воздействие, и появляется ошибка слежения. Один из возможных способов увеличения быстродействия связан с повышением мощности ОУ, что невозможно, если оставаться в традиционном круге понятий.

Для кардинального решения проблем робастности и, в частности, проблемы быстродействия, а в общем, и многих других проблем науки, необходимо сформировать новый круг понятий, который позволит, в частности, иметь столько возобновляемой мощности, сколько необходимо, что позволит уменьшить или полностью ликвидировать инерцию и (или) гравитацию.

Пересмотреть старый круг понятий необходимо, в том числе, и из-за того, что некоторые его положения заведомо противоречивы. Например, специальная теория относительности Эйнштейна, с одной стороны, исключает эфир, как вещество, а с другой стороны, соглашается с его существованием. Кроме того, его теория противоречит электродинамике Максвелла, экспериментам Фарадея и Ампера, а также выводам Хэвисайда, который вывел свои формулы (позже их назвали релятивистскими, т.е. относящимися к "Теории относительности") еще в конце XIX века. Другой пример: во всех современных учебниках по управлению и электротехнике, нечаянно или под влиянием сформированных иллюзий и старого круга понятий, не достаточно полно показан закон Джоуля—

Ленца, что приводит к недостаточному пониманию баланса мощностей и к невозможности получения практически неограниченной мощности непосредственно на месте и в процессе работы системы управления объектом и устранения инерции (гравитации). Выработка нового круга понятий по балансу мощностей позволит уменьшить или ликвидировать инерцию, существенно повысить быстродействие и обеспечить истинную робастность, однако это одна из возможных тем следующих статей.

Список литературы

1. Дегтярев Г. П., Файзулдинов Р. Н., Спиридонов И. О. Многокритериальный синтез робастного регулятора нелинейной механической системы // Мехатроника, автоматизация, управление. 2018. Т. 19, № 11. С. 691–698.
2. Рустамов Г. А., Фархадов В. Г., Рустамов Р. Г. Исследование K_∞ -робастных систем при ограниченном управлении // Мехатроника, автоматизация, управление. 2019. Т. 19, № 11. С. 699–706.
3. Фуртат И. Б., Гущин П. А., Перегудин А. А. Алгоритм управления по выходу нелинейными системами с компенсацией возмущений и помех измерения // Мехатроника, автоматизация, управление. 2019. Т. 20, № 1. С. 3–15.
4. Гайворонский С. А., Езаггина Т. А., Хожаев И. В., Нещенчук А. А. Определение вершинных полиномов для анализа степени робастной устойчивости интервальной системы // Мехатроника, автоматизация, управление. 2019. Т. 20, № 5. С. 266–273.
5. Guay M., Adetola V., DeHaan D. Robust and Adaptive Model Predictive Control of Nonlinear Systems. Publishing house of The Institution of Engineering and Technology. Series: IET control robotics and sensors series 83, Categories: Mathematics\Automatic Control Theory. 2015. 269 p.
6. Manchester Z., Kuindersma S. Robust direct trajectory optimization using approximate invariant funnels // Auton. Robot. 2019. 43. P. 375–387.
7. Zhang X., Kamgarpour M., Georgiou A., Goulart P., Lygeros J. Robust optimal control with adjustable uncertainty sets // Automatica. 2017. Vol. 75. P. 249–259.
8. Villanueva M. E., Quirynen R., Diehl M., Chachuat B., Houska B. Robust MPC via min–max differential inequalities // Automatica. 2017. Vol. 77. P. 311–321.
9. Singh A. Majumdar, Slotine J. J., Pavone M. Robust onlinemotion planning via contraction theory and convex optimi-

zation // Proc. IEEE Internat. Conf. on Robotics and Automation (ICRA). IEEE. 2017. P. 5883–5890.

10. Limon D., Alvarado I., Alamo T., Camacho E. Robust tube-based MPC for tracking of constrained linear systems with additive disturbances // J. Proc. Contr. 2010. Vol. 20, N. 3. P. 248–260.
11. Эссе на тему "Наука и нравственность". URL: https://studopedia.ru/19_62719_essentsii-chistoy-vibratsii.html.
12. Что такое нравственность. URL: https://www.b17.ru/article/o_nravstvennosti/
13. Рустамов Г. А., Рустамов Р. Г. Особенности K_∞ -робастных систем управления // XVIII Международная научно-практическая конф. "Научное обозрение физико-математических и технических наук в XXI веке". Prospero. 2015. № 6 (18). С. 30–33.
14. Востриков А. С. Синтез систем регулирования методом локализации. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. 252 с.
15. Востриков А. С. Старшая производная и большие коэффициенты усиления в задаче управления нелинейными нестационарными объектами // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 5. С. 2–7.
16. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Метод больших коэффициентов усиления и эффект локализации движений в задачах синтеза систем автоматического управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 2. С. 2–10.
17. Сухинин Б. В., Сурков В. В. К вопросу о робастных системах автоматического управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2019. Т. 20, № 6. С. 341–351.
18. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Робастная коррекция в системах управления с большим коэффициентом усиления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2014. № 12. С. 3–10.
19. Filimonov A. B., Filimonov N. B. Robust Correction of Dynamic Plants in Automatic Control Systems // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. 2015. Vol. 51, N. 5. P. 1–7.
20. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Робастное управление с "глубокой" обратной связью // XIII Всероссийское совещание по проблемам управления: Труды ИПУ РАН, 2019. С. 811–815.
21. Ловчаков В. И., Ловчаков Е. И., Кретов Е. И. Синтез быстродействующих систем управления с использованием теории аналитического конструирования оптимальных регуляторов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2016. Т. 17, № 2. С. 83–93.
22. Фельдбаум А. А. Основы теории оптимальных автоматических систем. М.: Наука, 1966. 624 с.
23. Клюев А. С., Колесников А. А. Оптимизация автоматических систем управления по быстродействию. М.: Энергоиздат, 1982. 240 с.
24. Сурков В. В., Сухинин Б. В., Ловчаков В. И., Соловьев А. Э. Аналитическое конструирование оптимальных регуляторов по критериям точности, быстродействию, энергосбережению. Тула: Изд-во ТулГУ, 2005. 300 с.

Analytical Construction Robust Optimal Control Systems by the Criterion of Quick Action with Infinitely High Gain

B. V. Sukhinin, eeo@uic.tula.ru, V. V. Surkov, vvs150747@mail.ru,
The Tula state university, Tula, 300034, Russian Federation

Corresponding author: Surkov V. V., Dr.Sci.Tech., Professor, The Tula state university,
Tula, 300034, Russian Federation, e-mail: vvs150747@mail.ru

Accepted on March 25, 2020

Abstract

The problem of the synthesis of robust control systems with a high gain and, in particular, optimal by the criterion of quick action, which allow optimal control by the accuracy of regulation of multidimensional non-linear dynamic objects

with functional uncertainties, is discussed. A method is proposed for the analytical construction of optimal control systems by the criterion of quick action for a wide class of multidimensional nonlinear dynamic objects with functional uncertainties, unstable objects; no minimal-phase objects, neutral object and objects with differentiation properties. Simplicity and universality, mathematical rigor and physical validity of this method consists in using R.R. Bellman's method and decomposing the optimal by the criterion of quick action problem into a series of simple first-order simple problems of the same type. A theoretically comprehensive solution to the robust control problem is given by the idea of constructing systems that are stable with an unlimited increase in gain. In this case, optimal systems have stability properties. Such systems are synthesized using quadratic quality functionals that are not explicitly dependent on the control signal and the restriction on the control signal. It is significant that, in contrast to continuous systems with unmeasurable perturbations and a little-known object, in which the conditions of invariance require the use of infinitely large gains, in relay (discontinuous) systems, the equivalent effect is achieved using finite control actions. Since the performance problem is a particular problem of the accuracy of reproducing the input action on the control object, the established control error (including all error coefficients: by position, speed, acceleration, jerk, etc.) is theoretically strictly equal to zero if external and internal interference, acting only on the control object, but not on the control system, including sensors of state variables of the control object or the input signal of the task. However, due to the inertia of the object, there can be no talk of accuracy in the transient process of working out the input signal of the task, even if it is optimal in terms of the criterion of fast action.

Keywords: uncertain object, large gain, optimal accuracy, speed, control synthesis, stability, functional equation, controllability condition

For citation:

Sukhinin B. V., Surkov V. V. Analytical Construction Robust Optimal Control Systems by the Criterion of Quick Action with Infinitely High Gain, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2020, vol. 21, no. 8, pp. 453–463.

DOI: 10.17587/mau.21.453-463

References

1. Degtyarev G. P., Fajzutdinov R. N., Spiridonov I. O. Mnogokriterial'nyj sintez robustnogo regul'yatora nelinejnoj mekhanicheskoy sistemy, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 11, pp. 691–698 (in Russian).
2. Rustamov G. A., Farhadov V. G., Rustamov R. G. Issledovanie K_{∞} -robustnyh sistem pri ogranichenom upravlenii, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2019, vol. 20, no. 11, pp. 699–706 (in Russian).
3. Furtat I. B., Gushchin P. A., Peregudin A. A. Algoritmy upravleniya po vyvodu nelinejnymi sistemami s kompensaciej voz-mushchenij i pomekh izmereniya, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2019, vol. 20, no. 1, pp. 3–15 (in Russian).
4. Gajvoronskij S. A., Ezangina T. A., Hozhaev I. V., Nesen-chuk A. A. Opredelenie vershinnyh polinomov dlya analiza stepeni robustnoj ustojchivosti interval'noj sistemy, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2019, vol. 20, no. 5, pp. 266–273 (in Russian).
5. Guay M., Adetola V., DeHaan D. D. Robust and Adaptive Model Predictive Control of Nonlinear Systems. Publishing house: The Institution of Engineering and Technology. Series: IET control robotics and sensors ser. 83, Categories: Mathematics, Automatic Control Theory, 2015, 269 p.
6. Manchester Z., Kuindersma S. Robust direct trajectory optimization using approximate invariant funnels, *Auton Robot*, 2019, vol. 43, pp. 375–387.
7. Xiaojing Zhang, Maryam Kamgarpour, Angelos Georgiou, Paul Goulart, John Lygeros. Robust optimal control with adjustable uncertainty sets, *Automatica*, 2017, vol. 75, pp. 249–259.
8. Villanueva M. E., Quirynen R., Diehl M., Chachuat B., Houska B. Robust MPC via min–max differential inequalities, *Automatica*, 2017, vol. 77, pp. 311–321.
9. Singh A. Majumdar, Slotin J. J., Pavone M. Robust on-line motion planning via contraction theory and convex optimization, *Proc. IEEE International Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*. IEEE, 2017, pp. 5883–5890.
10. Limon D., Alvarado I., Alamo T., Camacho E. Robust tube-based MPC for tracking of constrained linear systems with additive disturbances, *J. Proc. Contr.*, 2010, vol. 20, no. 3, pp. 248–260.
11. Esse na temu "Nauka i nravstvennost'", available at: https://studopedia.ru/19_62719_essentsii-chistoy-vibratsii.html (in Russian).
12. Chto takoe nravstvennost', available at: https://www.b17.ru/article/o_nravstvennosti/ (in Russian).
13. Rustamov G. A., Rustamov R. G. Osobennosti K_{∞} -robustnyh sistem upravleniya (Features of K_{∞} -robust control systems), *XVIII Mezhdunarodnaya Nauchno-prakticheskaya konf. "Nauchnoe obozrenie fiziko-matematicheskikh i tekhnicheskikh nauk v XXI veke"*. Prospero, 2015, no. 6 (18), pp. 30–33 (in Russian).
14. Vostrikov A. S. Sintez sistem regulirovaniya metodom lokalizatsii, (Synthesis of control systems by localization method), Novosibirsk, Publishing house of NGTU, 2007, 252 p (in Russian).
15. Vostrikov A. S. Starshaya proizvodnaya i bol'shie koef-fitsienty usileniya v zadache upravleniya nelinejnymi nestacionarnymi ob'ektami, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2008, vol. 5, pp. 2–7 (in Russian).
16. Filimonov A. B., Filimonov N. B. Metod bol'shih koef-fitsientov usileniya i effekt lokalizatsii dvizhenij v zadachah sinteza sistem avtomaticheskogo upravleniya, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2009, no. 2, pp. 2–10. (in Russian).
17. Sukhinin B. V., Surkov V. V. K voprosu o robustnyh siste-mah avtomaticheskogo upravleniya, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2019, vol. 20, no. 6, pp. 341–351 (in Russian).
18. Filimonov A. B., Filimonov N. B. Robustnaya korrekciya v sistemah upravleniya s bol'shim koefitsientom usileniya, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*. 2014, no. 12. pp. 3–10 (in Russian).
19. Filimonov A. B., Filimonov N. B. Robust Correction of Dynamic Plants in Automatic Control Systems, *Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2015, vol. 51, no. 5, pp. 1–7.
20. Filimonov A. B., Filimonov N. B. Robustnoe upravlenie s "glubokoj" obratnoj svyaz'yu, *XIII Vserossijskoe soveshchanie po problemam upravleniya: Trudy IPU RAN*, 2019. pp. 811–815 (in Russian).
21. Lovchakov V. I., Lovchakov E. I., Kretov E. I. Sintekh bystrodeystvuyushchih sistem upravleniya s ispol'zovaniem teorii anal-iticheskogo konstruirovaniya optimal'nyh regul'yatorov, *Mekhatronika, avtomatizatsiya, upravlenie*, 2016, vol. 17, no. 2, pp. 83–93 (in Russian).
22. Fel'dbaum A. A. Fundamentals of the theory of optimal automatic systems, Moscow, Nauka, 1966, 624 p (in Russian).
23. Klyuev A. S., Kolesnikov A. A. Optimization of automatic control systems for speed, Moscow, Energoizdat, 1982, 240 p. (in Russian).
24. Surkov V. V., Sukhinin B. V., Lovchakov V. I., Solov'ev A. Je. Analytical's construction of optimum regulators by criteria of ac-curacy, speed, power savings, Tula, Publishing house of TulGU, 2005, 300 p. (in Russian).

В. А. Беззубов, студент, valentin.bezzubov@yandex.ru,
А. А. Бобцов, д-р техн. наук, проф., bobtsov@mail.ru,
Университет ИТМО, г. Санкт-Петербург

Алгоритм идентификации параметров неизмеряемого синусоидального возмущения с нестационарной амплитудой

Рассматривается задача синтеза алгоритма идентификации частоты синусоидального возмущающего воздействия, действующего на линейный стационарный объект управления. Данная задача решается в классе объектов с известными параметрами и измеряемым вектором переменных состояния. Относительно частоты возмущающего воздействия допускается, что для нее известно ограничение сверху.

Несмотря на кажущуюся тривиальность проблема осложняется нестационарностью амплитуды синусоидального возмущения, в связи с чем использование многочисленных методов идентификации параметров измеряемых синусоидальных сигналов не приносит успеха. Связано это прежде всего с нестационарностью амплитуды возмущения. В статье рассматривается случай, когда возмущающее воздействие представляет собой синусоидальный сигнал с неизвестными частотой и фазой, но амплитуда является произведением неизвестной константы на известную строго положительную функцию времени. Для нестационарной строго положительной функции предполагается, что известна верхняя граница ее производной. Данное допущение на амплитуду нестационарного синусоидального возмущения не является математической абстракцией. Подобные модели возникают в системах обнаружения неисправностей в открытой цепи для однофазного преобразования постоянного тока в переменный. Хорошо известно, что альтернативные источники энергии требуют высокого уровня интеграции в электрические сети. Для этой цели используются преобразователи постоянного тока в переменный, которые обеспечивают синхронизацию соответствующего потока энергии в электрические сети. Эти преобразователи энергии используют высокочастотное переключение для управления процессом преобразования энергии. В результате постоянной работы и переходных процессов в энергетических сетях могут возникать неисправности. После сбоя преобразователь постоянного тока в переменный не сможет подавать симметричное напряжение и ток в электрическую сеть и, как следствие, неисправный преобразователь вызовет гармоническое зашумление. Оценивая подобное гармоническое зашумление/возмущение, можно избежать аварийных ситуаций.

Доказана асимптотическая сходимость оценки частоты возмущающего воздействия к истинному значению. Для понимания процедуры синтеза алгоритма оценки и иллюстрации его работоспособности представлен пример с результатами компьютерного моделирования, демонстрирующими достижение заданной цели.

Ключевые слова: идентификация неизвестных параметров, наблюдатели внешних возмущений, нестационарные сигналы

Введение

В статье рассматривается классическая (для современной теории автоматического управления) проблема идентификации параметров неизмеряемого синусоидального возмущающего воздействия. Отличительной особенностью рассматриваемой в данной статье задачи является умножение синусоидального возмущающего воздействия на известную нестационарную знакоопределенную скалярную функцию. Такая постановка задачи, с одной стороны, обогащает новыми подходами теоретические исследования, проводимые в области идентификации параметров синусоидальных сигналов (см., например, работы [11–13]), а с другой стороны, представляет несомненный практический интерес для современных систем обнаружения неисправностей в открытой цепи для однофазного преобразования постоянного тока в переменный. Хорошо известно, что альтернативные источники энергии требуют высокого уровня интеграции в электрические сети. Для этой цели используются преобразователи постоянного тока в переменный, которые обе-

спечивают синхронизацию соответствующего потока энергии в электрические сети. Эти преобразователи энергии используют высокочастотное переключение для управления процессом преобразования энергии. В результате постоянной работы и переходных процессов в энергетических сетях могут возникать неисправности (см, например, [14, 15]). После сбоя преобразователь постоянного тока в переменный не сможет подавать симметричное напряжение и ток в электрическую сеть, а следовательно, неисправный преобразователь вызовет гармоническое зашумление [16–18]. Оценивая подобное гармоническое зашумление/возмущение, можно избежать аварийных ситуаций. Именно в данной прикладной задаче возникает необходимость оценивания параметров синусоидального возмущающего воздействия, амплитуда которого умножена на известную нестационарную положительную скалярную функцию.

Сама по себе задача оценивания параметров синусоидальных сигналов при их измеримости является хорошо изученной (см., например, работы [1–10]). В статьях [2, 3] для определения па-

раметров использовали градиентный алгоритм с предварительным применением к сигналу апериодического фильтра. Недостатком данного подхода можно считать невозможность определения параметров за конечное время. Алгоритм нелинейного представления синусоидального сигнала с последующим применением нелинейного наблюдателя Люенбергера рассмотрен в статье [7]. В работе [8] использовано быстрое дискретное преобразование Фурье с последующим определением максимума на амплитудно-частотной характеристике. Идентификация параметров измеряемого мультигармонического сигнала рассматривается в статье [9]. В работе [10] представлены алгоритмы для определения параметров измеряемых синусоидальных сигналов с нестационарной амплитудой. Даже из подобного краткого анализа методов следует, что существует большое разнообразие подходов для оценивания параметров синусоидального сигнала. Однако повышенную сложность представляет идентификация параметров измеряемого синусоидального сигнала с нестационарной амплитудой. В работах [4, 5] рассматриваются методы идентификации, использующие запаздывающие сигналы, что позволило получить новый результат для идентификации частоты синусоидального сигнала с нестационарной амплитудой. Однако кажущаяся на первый взгляд простота использования данных методов идентификации в случае нестационарной амплитуды неизмеряемого синусоидального возмущающего воздействия является обманчивой.

В настоящей статье рассматривается задача синтеза алгоритма оценивания частоты неизмеряемого синусоидального сигнала с нестационарной амплитудой, известной с точностью до постоянного множителя. Сформулированы условия, при выполнении которых обеспечивается сходимость к нулю ошибки оценивания частоты синусоидального возмущения.

Постановка задачи

Рассмотрим линейную стационарную систему, на вход которой действует неизмеряемое синусоидальное возмущение с неизвестными амплитудой, частотой и фазой:

$$\dot{x} = Ax + B(u + \Phi(t)\delta(t)), \quad (1)$$

где $\delta(t) = \sigma \sin(\omega t + \varphi)$, ω и φ — неизвестные постоянные параметры; $\Phi(t)$ — известная функция времени.

Ставится задача синтезировать алгоритм идентификации неизвестного параметра ω ,

обеспечивающий для любых $0 < \omega \leq \bar{\omega}$ выполнение следующего целевого условия:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \hat{\omega}(t)| = 0, \quad (2)$$

где $\hat{\omega}(t)$ — текущая оценка частоты ω .

Допущение 1. Известна верхняя граница $\bar{\omega}$ частоты ω .

Допущение 2. Скалярная функция $\Phi(t)$ является строго положительной и известной, т. е. $\Phi(t) \geq \Phi_0 > 0$ (где Φ_0 — известное число). Известно число Φ_1 такое, что для всех t выполнено $\Phi_1 \geq |\dot{\Phi}|$.

Допущение 3. Все элементы вектора состояния x измеряемы.

Основной результат

Синтез алгоритма идентификации неизвестного параметра ω будем осуществлять в два этапа. На первом этапе будем предполагать, что сигнал $\Phi(t)\delta(t)$ измеряется. Далее, базируясь на результатах первого этапа, рассмотрим решение задачи (2), допуская, что все элементы вектора состояния x измеряются.

Этап 1. Предположим, что сигнал $\Phi(t)\delta(t)$ измеряется. Тогда система дифференциальных уравнений, описывающая синусоидальное воздействие $\delta(t)$, может быть описана следующим образом (см., например, работу [2]):

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2, \\ \dot{z}_2 = -\omega^2 z_1, \\ \delta = z_1. \end{cases} \quad (3)$$

Следуя статье [13], представим систему (3) в виде

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \xi_2, \\ \dot{\xi}_2 = \theta \xi_1, \\ \delta = k_1 \xi_1 + k_2 \xi_2, \end{cases} \quad (4)$$

где $\theta = -\omega^2$.

Для удобства дальнейших преобразований представим систему (4) в векторно-матричном виде

$$\begin{cases} \dot{\xi} = \Gamma \xi, \\ \delta = k^T \xi, \end{cases}$$

где $k^T = [k_1 \ k_2]$. Матрица Γ имеет вид

$$\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \theta & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \theta \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} = \Gamma_0 + \theta qh^T,$$

где $h^T = [1 \ 0]$, $q^T = [0 \ 1]$ и $\Gamma_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Введем в рассмотрение новую переменную

$$\Phi(t)\delta(t) = r(t).$$

Пусть наблюдатель вектора ξ имеет вид

$$\dot{\hat{\xi}} = \Gamma_0 \hat{\xi} + \hat{\theta} \hat{\xi}_1 q + \mu q(r - \Phi k^T \hat{\xi}) = \quad (5)$$

$$= \Gamma_0 \hat{\xi} + \hat{\theta} \hat{\xi}_1 q + \mu q \Phi k^T (\xi - \hat{\xi}),$$

$$\dot{\hat{\theta}} = -\gamma \Phi \hat{\delta} \hat{\xi}_1 = -\gamma \tilde{r} \hat{\xi}_1, \quad (6)$$

где параметры $\mu > 0$ и $\gamma > 0$, функция $\tilde{r} = \hat{r} - r$, вектор $k = Pq$, а матрица $P = P^T > 0$ является решением матричного уравнения Риккати вида

$$\Gamma_0^T P + P \Gamma_0 - P q q^T P = -2\alpha P - Q, \quad (7)$$

где матрица $Q = Q^T > 0$, строго положительное число α выбирается следующим образом:

$$\alpha > \frac{\Phi_1}{\Phi_0}.$$

Утверждение. Пусть для идентификации неизвестного параметра $\theta = -\omega^2$ используется алгоритм (5), (6). Тогда целевое условие (2) будет выполнено.

Доказательство. Сформируем ошибку оценивания вектора ξ :

$$\tilde{\xi} = \hat{\xi} - \xi. \quad (8)$$

Дифференцируя соотношение (8), получаем

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\xi}} &= \Gamma_0 \hat{\xi} + \hat{\theta} \hat{\xi}_1 q - \mu \Phi q k^T \tilde{\xi} - \Gamma_0 \xi - \theta \xi_1 q = \\ &= (\Gamma_0 - \mu \Phi q k^T) \tilde{\xi} + (\hat{\theta} \hat{\xi}_1 - \theta \xi_1) q. \end{aligned} \quad (9)$$

Второе слагаемое уравнения (9) можно выразить следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{\theta} \hat{\xi}_1 - \theta \xi_1 &= (\theta + \tilde{\theta})(\xi_1 + \tilde{\xi}_1) - \theta \xi_1 = \\ &= \theta \tilde{\xi}_1 + \theta \xi_1 + \tilde{\theta} \xi_1 + \tilde{\theta} \tilde{\xi}_1 - \theta \xi_1 = \theta \tilde{\xi}_1 + \tilde{\theta} \hat{\xi}_1. \end{aligned}$$

Тогда вектор $\tilde{\xi}$ примет вид

$$\dot{\tilde{\xi}} = \Gamma_c \tilde{\xi} + \tilde{\theta} q \hat{\xi}_1, \quad (10)$$

где $\Gamma_c = \Gamma_0 - \mu \Phi q k^T + \theta q h^T$.

Определим функцию Ляпунова для данной системы в виде

$$V = \Phi \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} + \frac{1}{\gamma} \tilde{\theta}^2. \quad (11)$$

Тогда производная функции (11) по времени равна

$$\dot{V} = \Phi \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} + \Phi \tilde{\xi}^T (\Gamma_c^T P + P \Gamma_c) \tilde{\xi} + 2\Phi \tilde{\theta} \tilde{\xi}^T P q \hat{\xi}_1 + \frac{2}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}}.$$

Рассмотрим подробнее выражение $\tilde{\xi}^T (\Gamma_c^T P + P \Gamma_c) \tilde{\xi}$:

$$\begin{aligned} \tilde{\xi}^T (\Gamma_0^T P + P \Gamma_0 - 2\mu \Phi P q q^T P + \theta P q h^T + \theta h q^T P) \tilde{\xi} &\leq \\ &\leq \tilde{\xi}^T (\Gamma_0^T P + P \Gamma_0 - 2\mu \Phi_0 P q q^T P + \theta^2 \beta P q q^T P + \\ &\quad + \beta^{-1} h h^T) \tilde{\xi} = \tilde{\xi}^T (\Gamma_0^T P + P \Gamma_0 - P q q^T P - \\ &\quad - (2\mu \Phi_0 - 1) P q q^T P + \theta^2 \beta P q q^T P + \beta^{-1} h h^T) \tilde{\xi} = \\ &= \tilde{\xi}^T (-2\alpha P - Q - (2\mu \Phi_0 - 1) P q q^T P + \\ &\quad + \theta^2 \beta P q q^T P + \beta^{-1} h h^T) \tilde{\xi} \leq \tilde{\xi}^T (-2\alpha P - Q - \\ &\quad - (2\mu \Phi_0 - 1) P q q^T P + \omega^4 \beta P q q^T P + \beta^{-1} h h^T) \tilde{\xi}, \end{aligned}$$

где последнее неравенство выполнено в силу допущения 1 и число $\beta > 0$.

Выберем число μ следующим образом:

$$-Q - (2\mu \Phi_0 - 1) P q q^T P + \omega^4 \beta P q q^T P + \beta^{-1} h h^T < 0. \quad (12)$$

Далее, в силу уравнения (6) имеем

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma \Phi \tilde{\xi}^T P q \hat{\xi}_1. \quad (13)$$

Тогда из уравнения (13) следует

$$\frac{2}{\gamma} \tilde{\theta} \dot{\tilde{\theta}} + 2\Phi \tilde{\theta} \tilde{\xi}^T P q \hat{\xi}_1 = 0. \quad (14)$$

Подставляя соотношения (12) и (14) в выражение для производной от функции Ляпунова (11), получаем

$$\dot{V} \leq -2\alpha \Phi \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} + \Phi \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} \leq -2\alpha \Phi_0 \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} + \Phi_1 \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi}.$$

В силу допущения 2 и условия $\alpha > \frac{\Phi_1}{\Phi_0}$ получаем

$$\dot{V} \leq -\alpha \Phi_0 \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi}. \quad (15)$$

Из неравенства (15) легко показать, что вектор-функция $\tilde{\xi}(t)$ принадлежит лебегову пространству L_2 . Тогда, по лемме Барбалата (см., например, работы [19, 20]) получаем

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\xi} \in L_2 \cap L_\infty \\ \tilde{\theta} \in L_\infty \end{array} \right\} \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\xi}| = 0.$$

Отсюда следует

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\xi}| = 0 \text{ и } \lim_{t \rightarrow \infty} |k^T \tilde{\xi}| = \lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\delta}| = \lim_{t \rightarrow \infty} |\delta(t) - \hat{\delta}(t)| = 0.$$

Далее легко показать (см., например, работу [13]), что

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\tilde{\theta}| = \lim_{t \rightarrow \infty} \sqrt{|\tilde{\theta}|} = \lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \hat{\omega}(t)| = 0.$$

Этап 2. Поскольку по условиям задачи сигнал $\Phi(t)\delta(t) = r(t)$ не измеряется, то возникает необходимость модификации алгоритма идентификации вида (5), (6). Осуществляя про-

стейшие алгебраические манипуляции с уравнением (1), для сигнала $r(t)$ получаем

$$r(t) = \frac{B^T}{B^T B} (\dot{x} - Ax) - u. \quad (16)$$

Тогда уравнение (5) можно переписать следующим образом:

$$\dot{\hat{\xi}} = \Gamma_0 \hat{\xi} + \hat{\theta} q \hat{\xi}_1 + \mu q \left(\frac{B^T}{B^T B} (\dot{x} - Ax) - u - \Phi k^T \hat{\xi} \right).$$

Введем новую переменную

$$\chi = \hat{\xi} - q \frac{B^T}{B^T B} x. \quad (17)$$

Тогда, дифференцируя выражение (17), имеем

$$\dot{\chi} = \Gamma_0 \hat{\xi} + \hat{\theta} q \hat{\xi}_1 - \mu q \left(\Phi k^T \hat{\xi} + \frac{B^T}{B^T B} Ax + u \right). \quad (18)$$

С помощью замены (16) запишем уравнение (6) следующим образом:

$$\dot{\theta} = -\gamma \hat{\xi}_1 \hat{r} + \gamma \hat{\xi}_1 r = \gamma \hat{\xi}_1 \hat{r} + \gamma \hat{\xi}_1 \left(\frac{B^T}{B^T B} (\dot{x} - Ax) - u \right).$$

Введем переменную

$$\eta = \hat{\theta} - \gamma \hat{\xi}_1 \frac{B^T}{B^T B} x. \quad (19)$$

Дифференцируя, имеем

$$\dot{\eta} = -\gamma \hat{\xi}_1 \hat{r} - \gamma \hat{\xi}_1 \frac{B^T}{B^T B} x - \gamma \hat{\xi}_1 \left(\frac{B^T}{B^T B} Ax + u \right).$$

Выразим $\hat{\xi}_1$ через χ :

$$\hat{\xi}_1 = h^T \hat{\xi} = h^T \chi + h^T q \frac{B^T}{B^T B} x = h^T \chi.$$

Следовательно, производная $\hat{\xi}_1$ может быть записана в виде

$$\dot{\hat{\xi}}_1 = h^T \dot{\chi} = \hat{\xi}_2.$$

Таким образом, на базе алгоритма (5), (6) получаем его реализуемый аналог, не предусматривающий измерения сигнала $\Phi(t)\delta(t) = r(t)$:

$$\begin{cases} \dot{\chi} = \Gamma_0 \hat{\xi} + \hat{\theta} q \hat{\xi}_1 - \mu q \left(\Phi k^T \hat{\xi} + \frac{B^T}{B^T B} Ax + u \right), \\ \dot{\eta} = -\gamma \hat{\xi}_1 \hat{r} - \gamma \hat{\xi}_1 \frac{B^T}{B^T B} x - \gamma \hat{\xi}_1 \left(\frac{B^T}{B^T B} Ax + u \right), \\ \hat{\xi} = \chi + q \frac{B^T}{B^T B} x, \\ \hat{\theta} = \eta + \gamma \hat{\xi}_1 \frac{B^T}{B^T B} x. \end{cases} \quad (20)$$

Как было показано в *Утверждении*, алгоритм идентификации (20) будет обеспечивать выполнение целевого неравенства (2) при выполнении следующих условий:

- число μ выбирается таким образом, чтобы неравенство (12) было выполнено;
- число α должно соответствовать строгому неравенству $\alpha > \frac{\Phi_1}{\Phi_0}$.

Для иллюстрации работоспособности предлагаемого алгоритма идентификации рассмотрим численный пример.

Пример

Покажем работоспособность алгоритма (20) с помощью компьютерного моделирования. Рассмотрим объект управления (1) с матрицами A и B вида

$$A = \begin{bmatrix} -10 & 2 \\ 1 & -20 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix}.$$

Пусть управляющее воздействие $u = 0$ и функция $\Phi(t) = 2 + \sin t$. Тогда в соответствии с методикой, представленной на *Этапе 1*, выберем параметры α , β , μ и матрицы P и k следующим образом: $\alpha = 1,1$, $\beta = 0,001$, $\mu = 80,4918$, $P = \begin{bmatrix} 16,4002 & 6,0894 \\ 6,0894 & 4,8932 \end{bmatrix}$ и $k = \begin{bmatrix} 6,0894 \\ 4,8932 \end{bmatrix}$.

Результаты компьютерного моделирования алгоритма идентификации (20) для различных значений коэффициента γ представлены на рис. 1–4. Из графиков следует достижимость

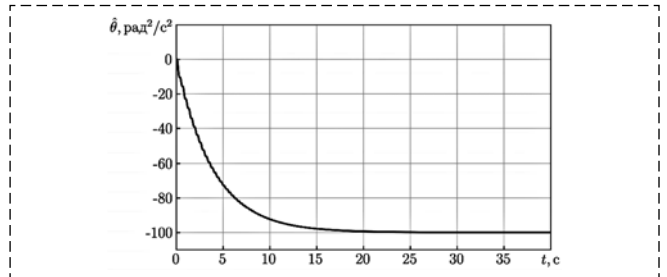


Рис. 1. График оценки $\hat{\theta}(t)$ при $\omega = 10$ рад/с и $\gamma = 10^5$

Fig. 1. Estimate $\hat{\theta}(t)$ in case of $\omega = 10$ rad/s and $\gamma = 10^5$

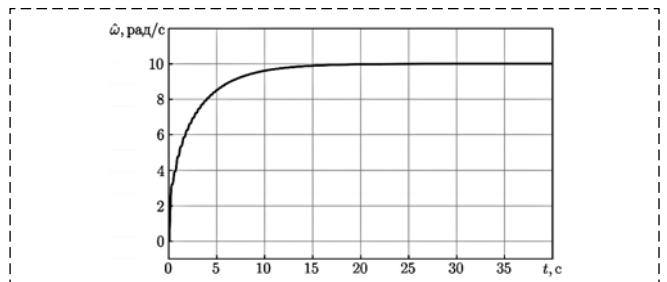


Рис. 2. График оценки $\hat{\omega}(t)$ при $\omega = 10$ рад/с и $\gamma = 10^5$

Fig. 2. Estimate $\hat{\omega}(t)$ in case of $\omega = 10$ rad/s and $\gamma = 10^5$

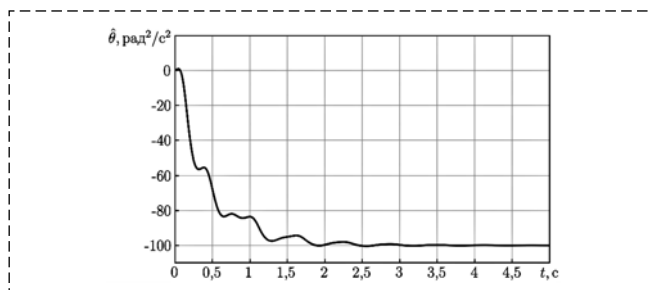


Рис. 3. График оценки $\hat{\theta}(t)$ при $\omega = 10$ рад/с и $\gamma = 10^6$
 Fig. 3. Estimate $\hat{\theta}(t)$ in case of $\omega = 10$ rad/s and $\gamma = 10^6$

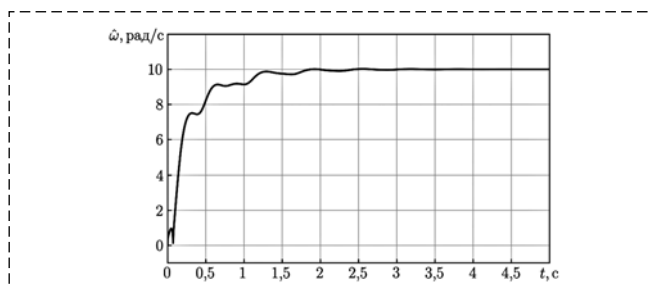


Рис. 4. График оценки $\hat{\omega}(t)$ при $\omega = 10$ рад/с и $\gamma = 10^6$
 Fig. 4. Estimate $\hat{\omega}(t)$ in case of $\omega = 10$ rad/s and $\gamma = 10^6$

целевого условия вида (2). Также можно видеть из графиков переходных процессов, что за счет увеличения коэффициента γ можно улучшать скорость параметрической сходимости.

Заключение

Предложен алгоритм (20) для оценивания частоты неизмеряемого синусоидального сигнала с нестационарной амплитудой для линейного стационарного объекта (1). Была доказана работоспособность предложенного подхода и выполнено компьютерное моделирование, демонстрирующее параметрическую сходимость переменной θ алгоритма к истинному значению θ .

В качестве перспективных шагов развития предлагаемого результата видится его расширение на случай n гармоник, а также неизмеряемости вектора переменных состояния модели (1).

Список литературы

1. Fedele G., Ferrise A., D'Aquila G. A global frequency estimator based on a frequency-locked-loop filter // American Control Conference (ACC). 2016. P. 7001–7006.
2. Aranovskiy S. V., Bobtsov A. A., Kremlev A. S., Nikolaev N. A., Slita O. V. Identification of Frequency of Biased Harmonic Signal // European Journal of Control. 2010. Vol. 50. P. 129–139.
3. Le Van Tuan, Korotina M. M., Bobtsov A. A., Aranovskiy S. V., Pyrkin A. A. Online estimation of time-varying frequency of a sinusoidal signal // IFAC-PapersOnLine. 2019. Vol. 52. P. 245–250.

4. Vedyakov A. A., Vedyakova A. O., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A., Aranovskiy S. V. Frequency estimation of a sinusoidal signal with time-varying amplitude // IFAC-PapersOnLine. 2017. Vol. 50. P. 12880–12885.

5. Vedyakov A. A., Vedyakova A. O., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A., Kakanov M. A. Frequency estimation of a sinusoidal signal with time-varying amplitude and phase // IFAC-PapersOnLine. 2018. Vol. 51. P. 663–668.

6. Ведяков А. А., Бобцов А. А., Пыркин А. А. Оценивание параметров синусоидального сигнала с нестационарной амплитудой // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 9. С. 812–817.

7. Praly L., Isidori A., Marconi L. A new observer for an unknown harmonic oscillator. 17th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems. 2006. P. 24–28.

8. Singh P., Singhal A. Frequency estimation of a sinusoidal signal // 2016 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC). 2016. P. 320–322.

9. Pyrkin A. A., Bobtsov A. A., Vedyakov A. A., Kolyubin S. A. Estimation of polyharmonic signal parameters // Automation and Remote Control. 2015. Vol. 76, N. 8. P. 1400–1416.

10. Ле Ван Туан, Бобцов А. А. Идентификация параметров синусоидального сигнала с неизвестной нестационарной амплитудой // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2018. Т. 18, № 6. С. 976–981.

11. Pyrkin A. A., Bobtsov A. A., Kolyubin S. A., Vedyakov A. A., Borisov O. I., Gromov V. S., Margun A. A., Bazylev D. N. Fast Compensation of Unknown Multiharmonic Disturbance for Nonlinear Plant with Input Delay // IFAC Proceedings Volumes. 2013. Vol. 46. P. 546–551.

12. Пыркин А. А., Бобцов А. А., Никифоров В. О., Колубин С. А., Ведяков А. А., Борисов О. И., Громов В. С. Компенсация полигармонического возмущения, действующего на состояние и выход линейного объекта с запаздыванием в канале управления // Автоматика и телемеханика. 2015. № 12. С. 43–64.

13. Bobtsov A. A. New approach to the problem of globally convergent frequency estimator // International Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2008. Vol. 22, N. 3. P. 306–317.

14. Salehifar M., Arashloo R. S., Moreno-Eguilaz M., Sala V., Romeral L. Observer-based open transistor fault diagnosis and fault-tolerant control of five-phase permanent magnet motor drive for application in electric vehicles // IET Power Electronics. 2015. Vol. 8. P. 76–87.

15. Yang S., Bryant A., Mawby P., Xiang D., Ran L., Tavner P. An industry-based survey of reliability in power electronic converters // IEEE Transactions on Industry Applications. 2011. Vol. 47, N. 3. P. 1441–1451.

16. Salimian H., Iman-Eini H. Fault-tolerant operation of three-phase cascaded H-bridge converters using an auxiliary module // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2017. Vol. 64, N. 2. P. 1018–1027.

17. Jlassi I., Estima J. O., El-Khil K., Bellaaj N. M., Marques A. J. Multiple open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of pmsg drives for wind turbine systems // IEEE Transactions on Power Electronics. 2015. Vol. 30, N. 5. P. 2689–2702.

18. Mirafzal B. Survey of fault-tolerance techniques for three-phase voltage source inverters // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2014. Vol. 61, N. 10. P. 5192–5202.

19. Мирошник И. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами / Учеб. пособ. СПб: Наука, 2000. 549 с.

20. Sastry S., Bodson M. Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness. Courier Dover Publications, 2011. 400 p.

Parameters Estimation Algorithm for an Unmeasured Sinusoidal Signal with Time-Varying Amplitude

V. A. Bezzubov, valentin.bezzubov@yandex.ru, A. A. Bobtsov, bobtsov@mail.ru,
ITMO University, 197101, Saint-Petersburg, Russian Federation

Corresponding author: Bobtsov Alexey A., Ph.D., Professor, ITMO University,
197101, Saint-Petersburg, Russian Federation, e-mail: bobtsov@mail.ru Accepted May 25, 2020

Abstract

In this paper the problem of identification algorithm for unknown frequency of a sinusoidal disturbance for a linear plant was considered. This problem is solved in the class of plants with known parameters and a measured of state variables. Regarding the frequency of the sinusoidal disturbance was assumed that the its upper limit is known. Despite the seeming triviality the considered problem is difficult. Using of numerous methods for parameters identification of the measured sinusoidal signals does not give success if the amplitude of sinusoidal disturbance is time-varying. In this paper we will assume that amplitude is the product of an unknown constant by a known strictly positive function of time. For the time-varying strictly positive function we will suppose that the upper boundary of its derivative is known. We note that such assumption on the amplitude of a time-varying sinusoidal disturbance is not a mathematical abstraction. Similar models arise in fault-detection strategy in DC/AC conversion. It is well known that alternative energy sources require a high level of integration into the electrical power grids. For this purpose, DC/AC and AC/AC power converter are used to provide the coupling, synchronization and appropriate power flow to the electrical networks. These power converters employ high-frequency switching to manipulate the energy conversion process. As a result of a constant operation and load transients, the power switches in the DC/AC and AC/AC topologies are facing voltage, current and temperature stresses that could lead to a fault. After a fault, the DC/AC and AC/AC power converter will not be able to provide a symmetric voltage and current to the electrical network and, consequently, the faulty converter will induce harmonic noise. By evaluating such harmonic noise / disturbance, emergency situations can be avoided. In this paper the asymptotic convergence of the estimation of the frequency of the perturbing effect to the true value is proven. For clarification of design procedure of estimation algorithm and performance illustration an example was presented. The computer simulation results are demonstrating the achievement of a given purpose.

Keywords: unknown parameters estimation, external disturbance state observers, time-varying signals

For citation:

Bezzubov V. A., Bobtsov A. A. Parameters Estimation Algorithm for an Unmeasured Sinusoidal Signal with Time-Varying Amplitude, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2020, vol. 21, no.8, pp. 464–469.

DOI: 10.17587/mau.21.464-469

References

1. Fedele G., Ferrise A., D'Aquila G. A global frequency estimator based on a frequency-locked-loop filter, *American Control Conference (ACC)*, 2016, pp. 7001–7006.
2. Aranovskiy S. V., Bobtsov A. A., Kremlev A. S., Nikolaev N. A., Slita O. V. Identification of Frequency of Biased Harmonic Signal, *European Journal of Control*, 2010, vol. 50, pp. 129–139.
3. Le Van Tuan, Korotina M. M., Bobtsov A. A., Aranovskiy S. V., Pyrkin A. A. Online estimation of time-varying frequency of a sinusoidal signal, *IFAC-PapersOnLine*, 2019, vol. 52, pp. 245–250.
4. Vedyakov A. A., Vedyakova A. O., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A., Aranovskiy S. V. Frequency estimation of a sinusoidal signal with time-varying amplitude, *IFAC-PapersOnLine*, 2017, vol. 50, pp. 12880–12885.
5. Vedyakov A. A., Vedyakova A. O., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A., Kakanov M. A. Frequency estimation of a sinusoidal signal with time-varying amplitude and phase, *IFAC-PapersOnLine*, 2018, vol. 51, pp. 663–668.
6. Vedyakov A. A., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A. Otsenivanie parametrov sinusoidal'nogo signala s nestatsionarnoy amplitudoy (Parameters estimation of a sinusoidal signal with non-stationary amplitude), *Izv. vuzov. Priboroostroenie*, 2017, vol. 60, no. 9, pp. 812–817 (in Russian).
7. Praly L., Isidori A., Marconi L. A new observer for an unknown harmonic oscillator, *17th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems*, 2006, pp. 24–28.
8. Singh P., Singhal A. Frequency estimation of a sinusoidal signal, *2016 International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, 2016, pp. 320–322.
9. Pyrkin A. A., Bobtsov A. A., Vedyakov A. A., Kolyubin S. A. Estimation of polyharmonic signal parameters, *Automation and Remote Control*, 2015, vol. 76, no. 8, pp. 1400–1416.
10. Le Van Tuan, Bobtsov A. A. Parameters estimation of a sinusoidal signal with time-varying amplitude, *Nauchno-tehnicheskiiy vestnik informatsionnikh tekhnologiy, mekhaniki i optiki*, 2018, vol. 18, no. 6, pp. 976–981 (in Russian).
11. Pyrkin A. A., Bobtsov A. A., Kolyubin S. A., Vedyakov A. A., Borisov O. I., Gromov V. S., Margun A. A., Bazylev D. N. Fast Compensation of Unknown Multiharmonic Disturbance for Nonlinear Plant with Input Delay, *IFAC Proceedings Volumes*, 2013, vol. 46, pp. 546–551.
12. Pyrkin A. A., Bobtsov A. A., Nikiforov V. O., Kolyubin S. A., Vedyakov A. A., Borisov O. I., Gromov V. S. Compensation of polyharmonic disturbance in state and output of a linear system with delay in control channel, *Avtomatika i telemekhanika*, 2015, no. 12, pp. 43–64 (in Russian).
13. Bobtsov A. A. New approach to the problem of globally convergent frequency estimator, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2008, vol. 22, no. 3, pp. 306–317.
14. Salehifar M., Arashloo R. S., Moreno-Eguilaz M., Sala V., and Romeral L. Observer-based open transistor fault diagnosis and fault-tolerant control of five-phase permanent magnet motor drive for application in electric vehicles, *IET Power Electronics*, 2015, vol. 8, pp. 76–87.
15. Yang S., Bryant A., Mawby P., Xiang D., Ran L., Tavner P. An industry-based survey of reliability in power electronic converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, vol. 47, no. 3, pp. 1441–1451.
16. Salimian H., Iman-Eini H. Fault-tolerant operation of three-phase cascaded H-bridge converters using an auxiliary module, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, vol. 64, no. 2, pp. 1018–1027.
17. Jlassi I., Estima J. O., El-Khil K., Bellaaj N. M., Marques A. J. Multiple open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of pmsg drives for wind turbine systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 5, pp. 2689–2702.
18. Mirafzal B. Survey of fault-tolerance techniques for three-phase voltage source inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 10, pp. 5192–5202.
19. Miroshnik I. V., Nikiforov V. O., Fradkov A. L. Nonlinear and adaptive control of complex dynamical systems, Saint-Petersburg, Nauka, 2000, 549 p. (in Russian).
20. Sastry S., Bodson M. Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness. Courier Dover Publications, 2011, 400 p.

A. R. Gaiduk, D.Sc , gaiduk_2003@mail.ru, **O. V. Martjanov**, C.Sc , martyanovov@fpi.gov.ru,
M. Yu. Medvedev, D.Sc , medvmihal@sfedu.ru, **V. Kh. Pshikhopov**, D.Sc , pshichop@rambler.ru,
N. Hamdan, Postgraduate student, dr.nizar.abou.hamdane@gmail.com,
A. Farhood, Postgraduate student, azhar.kadhum@stu.edu.iq,
Southern Federal University, Shevchenko str. 2, Taganrog, Russia

Corresponding author: **Medvedev Mikhail Yu.**, D.Sc , Southern Federal University,
Shevchenko str. 2, Taganrog, Russian Federation, e-mail: medvmihal@sfedu.ru

Accepted on March 27, 2020

Neural Network Based Control System for Robots Group Operating in 2-d Uncertain Environment

Abstract

This study is devoted to development of a neural network based control system of robots group. The control system performs estimation of an environment state, searching the optimal path planning method, path planning, and changing the trajectories on via the robots interaction. The deep learning neural networks implements the optimal path planning method, and path planning of the robots. The first neural network classifies the environment into two types. For the first type a method of the shortest path planning is used. For the second type a method of the most safety path planning is used. Estimation of the path planning algorithm is based on the multi-objective criteria. The criterion includes the time of movement to the target point, path length, and minimal distance from the robot to obstacles. A new hybrid learning algorithm of the neural network is proposed. The algorithm includes elements of both a supervised learning as well as an unsupervised learning. The second neural network plans the shortest path. The third neural network plans the most safety path. To train the second and third networks a supervised algorithm is developed. The second and third networks do not plan a whole path of the robot. The outputs of these neural networks are the direction of the robot's movement in the step k. Thus the recalculation of the whole path of the robot is not performed every step in a dynamical environment. Likewise in this paper algorithm of the robots formation for unmapped obstructed environment is developed. The results of simulation and experiments are presented.

Keywords: path planning, group control, neural network, machine learning, obstructed environment

Acknowledges. Research is supported by Russian Science Foundation (grant 16-19-00001), and was executed in Southern Federal University.

For citation:

Gaiduk A. R., Martjanov O. V., Medvedev M. Yu., Pshikhopov V. Kh., Hamdan N., Farhood A. Neural Network Based Control System for Robots Group Operating in 2-d Uncertain Environment, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2020, vol. 21, no. 8, pp. 470—479.

DOI: 10.17587/mau.21.470-479

УДК 004.896

DOI: 10.17587/mau.21.470-479

А. Р. Гайдук, д-р техн. наук, gaiduk_2003@mail.ru,
О. В. Мартьянов, канд. техн. наук, martyanovov@fpi.gov.ru,
М. Ю. Медведев, д-р техн. наук, medvmihal@sfedu.ru, **В. Х. Пшихопов**, д-р техн. наук, pshichop@rambler.ru,
Н. Хамдан, аспирант, dr.nizar.abou.hamdane@gmail.com, **А. Фархунд**, аспирант, azhar.kadhum@stu.edu.iq
ФГАОУ ВО Южный Федеральный университет, Таганрог, Россия

Нейросетевая система управления группой роботов в неопределенной двумерной среде

Описана разработанная система управления группой мобильных роботов, использующая нейронные сети. Система управления выполняет оценку состояния среды функционирования, поиск оптимального метода планирования пути, планирование пути, коррекцию траекторий движения по результатам взаимодействия роботов группы. Выбор оптимального метода планирования и планирование пути группы роботов реализуется тремя нейронными сетями глубокого обучения.

Первая нейронная сеть классифицирует состояние среды на два класса. Для первого класса оптимальным методом планирования пути является метод построения кратчайшего пути. Для второго класса оптимальным методом является метод планирования безопасного пути. Выбор метода планирования пути базируется на составном критерии, который включает в себя время движения в целевую точку, длину пути и минимальное расстояние от роботов группы до препятствий в ходе движения. Предложен новый алгоритм обучения нейронной сети, позволяющий итерационно сконструировать обучающую выборку и структуры нейронной сети. Алгоритм включает в себя как элементы обучения с учителем, так и без учителя.

Вторая нейронная сеть реализует алгоритм планирования кратчайшего пути. Третья нейронная сеть реализует алгоритм планирования безопасного пути. Для обучения второй и третьей нейронных сетей используется итерационный алгоритм обучения с учителем. При этом нейросетевые планировщики движения не планируют весь путь целиком. Выходом этих нейронных сетей является текущее направление движения робота группы на k -м шаге. В силу этого не требуется пересчет всей траектории движения на каждом шаге, что позволяет использовать нейросетевые планировщики в динамической среде.

Также в данной статье разработан алгоритм формирования строя группы мобильных роботов в некартографированной среде с препятствиями. При водятся результаты моделирования и экспериментальных исследований.

Ключевые слова: планирования пути, групповое управление, нейронные сети, машинное обучение, среда с препятствиями

Introduction

The most urgent fields of a mobile robotics are the autonomous control and the group control [1]. On one hand control problems for mapped environments are solved at a high level [2, 3]. On other hand in unmapped obstructed environments mobile robots are controlled by operator. Therefore the control methods and algorithms are to be improved.

The problem of mobile robots group motion control in unmapped obstructed environments is studying intensively. The papers [2–9] are reviews of the group motion planning methods. In article [2] the review of planning algorithms for 3-D environments is presented. A taxonomy and description of conventional and bio-inspired algorithms are given including the problem of the robots group path planning. The intelligent path planning methods including genetic, neural network based, bio-inspired, and hybrid algorithms is presented in paper [4]. Paper [5] includes review of the planning algorithms for stationary, dynamical, and uncertain environments. Both the global planning algorithms, based on map of environment, as well as the reactive algorithms, based on sensor information are studied. Special attention is paid to predictive control and sliding mode control. Article [6] is devoted to overview of the robots swarm's control methods. Report [7] is review of Particle Swarm Optimization methods. Paper [8] describes main methods of the robot's collective control. Taxonomy of the methods is given. Different task statements and approaches are described. In paper [9] the review of bio-inspired swarm control algorithms is presented. Studied algorithms are evaluated via the requirements for the hardware implementation. Novel

algorithm of a swarm of robot configuration in a three-dimensional environment is suggested.

Reviews [2–9] and papers [10–12] notes the urgent problems of the group control methods. They are uncertainty, dynamics of the environment, and high computational requirements of the optimal path calculation.

In article [10] a hybrid algorithm of the global path planning, including a logical block and A* block, is described. Algorithm A* is used to compensate the uncertainty of the dynamical environment. Simulations and experiments demonstrate high performance of the optimal path searching.

According to paper [11] planning the movement of groups of robots in the uncertain environments is the problem solved by methods of artificial intelligence. An uncertainty is the main problem for conventional methods among them artificial potential fields, discrete searching (D*, A*), road maps, and Voronoi diagrams. To increase performance of the global searching procedure algorithm FireFly is proposed. A numerical and experimental study of the algorithm is developed for the mobile robot moving in obstructed environment.

The main disadvantages of the well-known path planning methods are errors in the improper situations and non-optimality of the planned trajectories [12]. In article [12] prediction method of mobile objects movement and integration of the prediction method with path planning algorithms are presented. Different methods are studied in the 2-D environment. Advantages of prediction for obstructed environments are demonstrated.

Thus development of autonomous robots on base of the artificial intelligent and bio-inspired methods is an urgent direction of investigations.

For instance, in the articles [13, 14] genetic algorithms are used to plan the path of a robots group. In paper [13] a hybrid planning method based on the combination of artificial potential fields and genetic global search procedure is proposed. The method increases performance of the feasible path searching. The path is evaluated by a composite criterion including length, safety, and smoothness. Results of comparative investigation of the developed method and other approaches are presented. The paper [14] proposes a method of the path planning of aircraft based on the division of space into cells by Voronoi diagrams and Delaunay triangulation. Then genetic algorithm searches the optimal path in the celled space. Investigation of the developed algorithms is performed by numerical simulations.

In article [15] the method of group control of robots using fuzzy logic is offered. The methods solved the problem of robots formation motion in the uncertain obstructed environment.

In the papers [16 — 18] hybrid algorithms based on unstable modes of movement is developed for the group of mobile robots. Offered control algorithms ensure movement of the group of robots in the obstructed 2-D and 3-D environment with moving obstacles. Delaunay triangulation and optimization procedure for the problem of robots formation motion are used. The developed algorithms allow set formation automatically without preliminary determination of the robot's place in the ranks. Algorithm of collision avoiding consists of a deliberative component and an unstable reactive component [16]. Feasibility of the algorithms is demonstrated by the experiments including fly of two copters in the environment with stationary obstacles.

In the articles [19—25] different bio-inspired algorithms are developed. In the paper [19] pigeon algorithm is proposed. In article [20] the problem of path the planning routing a group of robots in an uncertain dynamic environment using the wolf flock algorithm is solved. The proposed solution takes into account the distance between mobile robots and obstacles and the distance to the target point. The algorithms are verified by numerical simulation results. In report [21] the modification of an ant colony algorithm is presented. The algorithm is used to solve the problem of path planning of the group of robots. The problem of path planning of the ground robots group in the environment with stationary obstacles is studied. To solve the problem a bee algorithm is used. Performance of the solution is evaluated by the composite criterion including the distance to the target point and distances from

robots to obstacles or other robots. Advantages of the method are demonstrated by numerical simulation results.

In the papers [22, 24] the Particle Swarm Optimization based algorithm is used to solve the problem of robots group path planning. In article [22] the problem of path planning in the plain environment with stationary dangerous obstacles and areas. Composition of the path length and safety is the optimization criterion. Different modifications of the Particle Swarm Optimization based algorithms are proposed. Advantages of the algorithms are demonstrated by numerical simulation results. In paper [24] the Particle Swarm Optimization based algorithm is used to solve the problem of robot's coalition formation. The proposed PSO algorithm improves convergence and weakens the problem of local minima. Comparative study is performed by numerical simulation.

Research [25] proposes the method of a group control for UAVs based on a multi-agent approach and relative state space conception. Advantages of the method are shown in comparison of the proposed control system and the control system with a leader.

Based on neural networks control systems are perspective field of robotics [26, 27]. Neural networks are effective adaptation mean. Therefore neural networks are applied in uncertain environments. In paper [26] the problem of adaptive coordinating control of the multi-agent systems is investigated. Proposed neural network operates in the system with variable topology, limited communications between robots, and actuators faults. Performance of the neural network control system is demonstrated by numerical simulation results. In article [27] dynamical neural network of Elman is designed. The network is training by flock algorithms.

The last success of neural networks application is based on deep learning neural networks [28—32]. Reports [29, 30] demonstrate the possibility of transferring knowledge from one area to another area using deep learning neural networks. In article [31] deep learning neural network is applied to manipulate objects by a human like robot. The reinforcement learning procedure is used. A two level planning system is developed. Experimental results are presented.

Paper [32] presents the motion control system of a wheeled mobile robot in an uncertain environment. Deep learning networks plan the robot path. The novel cascade topology of the neural network is developed. In different situations the different number of cascades is involved into planning process. Simulation results and experiments are presented

for the wheeled robot in uncertain obstructed environment.

Paper [33] presents the onboard machine vision system with the aim of unmanned aerial vehicle navigation and control. New original methods are proposed for multiband images fusion based on diffuse morphology. The original methods are developed for deep machine learning.

This article is devoted to development of a neural network based control system of robots group. The control system performs estimation of an environment state, searching the optimal path planning method, path planning, and changing the trajectories on via the robots interaction. Set of the path planning method consists of two algorithms. The first algorithm is the shortest path searching (D*). The second algorithm is a safety path searching (modified D*).

The criterion of the planned path is evaluated as follows.

$$J_{\Sigma} = k_1 J_1 + k_2 J_2 + k_3 J_3 \rightarrow \max, \quad (1)$$

where k_1, k_2, k_3 are weight coefficients, $k_1 + k_2 + k_3 = 1$, J_1 is a normalized time of the movement to a target point taken with the opposite sign, J_2 is a minimal normalized distance between robots and obstacles, J_3 is a normalized path length taken with the opposite sign.

The paper is organized as follows. Section 2 presents a mathematical model of a mobile robot, description of environment, a navigation system, vision system, and communication system. Problem statement is given. Section 3 describes a block diagram of the control system and the global path planning algorithms. In section 4 neural networks based algorithms are developed. Likewise interaction algorithms between the robots are proposed. Section 5 describes results of numerical simulation and experiments.

Problem statement

A group of N_R mobile robots in a 2-D environment is considered. The mathematical model of the mobile robot is described as follows [1, 18].

$$\dot{y}_i(t) = R(y_i)x_i, \quad (2)$$

$$M_i \dot{x}_i(t) = B_i u_i + F_{di}, \quad (3)$$

where $y_i = [y_{1i} \ y_{2i} \ y_{3i}]^T$ is a vector of position (y_{1i}, y_{2i}) and orientation (y_{3i}) of i -th robot in the fixed frame $O_g Y_{g1} Y_{g2}$ (Fig. 1), $x_i = [x_{1i} \ x_{2i} \ x_{3i}]^T$ is a vector of linear (x_{1i}, x_{2i}) and angular (x_{3i}) velocities of i -th robot in the moving frame $OY_1 Y_2$, $R(y_i)$ is the ma-

trix of kinematics, M_i is the matrix of inertia, F_{di} is a vector of the dynamical forces, u_i is a vector of the controls, B_i is the input matrix, $i = 1, 2, \dots, N_R$, N_R is number of the robots.

The navigation system of the robot measures vectors y_i and x_i . The vision system of the robot detects obstacles located on distance from 0 to R_{vs} . Field of view of the vision system is α_{vs} . Likewise the communication system of the group robots ensures communication with each other.

Environment includes areas Ω_0 , Ω_1 , and Ω_2 . These areas are presented in Fig. 2.

At start time moment $t = t_0$ the robots are within area Ω_0 . Area Ω_2 is a target area. All robots are to be in the area Ω_2 . Area Ω_1 is an uncertain environment with moving and stationary obstacles. At time moment $t = t_0$ information about the obstacles in area Ω_1 is absent at the control system of the robots.

Thus task of the group is movement from the area Ω_0 through area Ω_1 to area Ω_2 . Also the robots have to locate in area Ω_0 such way to optimize a given criterion. The robots transmit each other vectors y_i, x_i , distances to obstacles $r_{obs}(i, j)$, and vector E_i , describing area Ω_1 .

In the uncertain environment it is possible to use global and local planning algorithms [1, 18]. Aim of

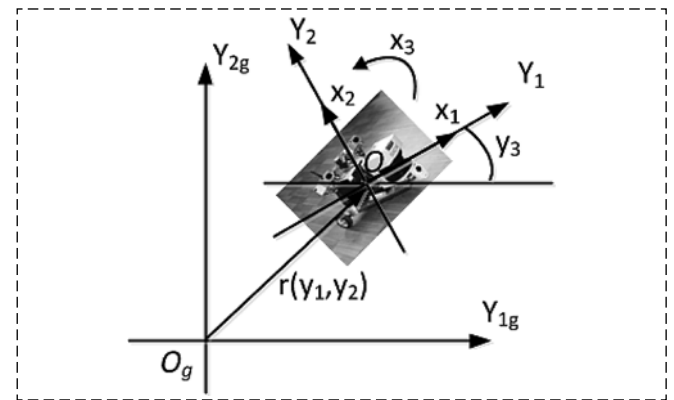


Fig. 1. The fixed and moving frames of the robot

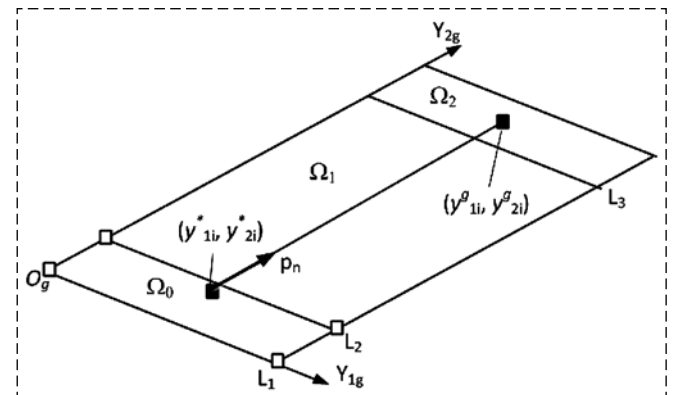


Fig. 2. Start, uncertain, and target areas

the global planning algorithm is calculation of the preliminary path. Aim of the local planning algorithm is correction of the path in the neighborhood of obstacles. There are two problems of the global path planning in the uncertain environments. First, in the uncertain environment it is hard to construct proper criterion of a mobile robot control system. Second, in the neighborhood of obstacle the target point should be moved. Therefore the position of the target point is function of the time and the path planning algorithm has to calculate all optimal trajectory every step.

Thus in the uncertain environment the criterion of motion and trajectory planning should be formed directly in the process of the robot moving. The global planner calculates a simple strategy based on the most general assumptions.

The global planning algorithms

Block diagram of the group control system is presented in Fig. 3.

The inputs of Global Planning block are a priori map (Map), data packet G from another robots of the group, and the target point y_i^*, x_i^* of i -th robot. Global planning algorithm calculates optimal path P_i^* of i -th robot. Local planning block corrects optimal path P_i^* using measured obstacle's position y_{ip}, x_{ip} . Corrected path P_i feeds to Motion Control System block.

The global planning is based on the following assumptions.

- 1) Starting locations of the robots are calculated as the problem of uniform distribution solution of area Ω_0 .
- 2) The global path of i -th robot is a direct line between current location and final location at target area Ω_2 .

Distribution of the robots in area Ω_0 includes Delaunay triangulation and optimization of i -th robot's location. This operation consists of the following steps.

Step 1. The aggregated group is formed. This group includes all mobile robots of the group, detected obstacles, and vertices of rectangle area Ω_0 . In Fig. 2 the vertices are presented as white squares.

Step 2. Neighbors of i -th robot are calculated using Delaunay triangulation [14, 18]. The result of Delaunay triangulation is set M_{Ri} of adjacent objects to which i -th robot is connected by edges.

Step 3. The distances from i -th robot to the adjacent objects are calculated as follows.

$$r_{ij} = [(y_{1i} - y_{1j})^2 + (y_{2i} - y_{2j})^2]^{0.5},$$

$$i = \overline{1, n_i}, j = \overline{1, N_G}, \quad (4)$$

where n_i is a number of the adjacent objects of i -th robot, r_{ij} is the distance from i -th robot to j -th object.

Step 4. Distances (4) are optimized. Free variables are y_{i1}, y_{i2} . The optimization criterion is as follows.

$$\left(\min_{i,j} (r_{ij}) \right) \rightarrow \max_{y_{1i}, y_{2i}}. \quad (5)$$

The solution of problem (5) is optimal location of i -th robot.

$$[y_{1i}^*, y_{2i}^*] = \max_{y_{1i}, y_{2i}} \left(\min_{i,j} (r_{ij}) \right). \quad (6)$$

Current direction of the robot movement is described by the following direction vector.

$$p_{ni} = [y_{1i} - y_{1i}^* \quad y_{2i} - y_{2i}^*]^T, i = \overline{1, N_R}. \quad (7)$$

Vectors (7) are the output of the global planning algorithm.

The local planning algorithms

State classification. Tasks of the local planning algorithms are:

- the state classification;
- optimal path planning algorithm searching;
- path planning.

The state classification uses data from the vision system of the robot. Vector E_i is introduced.

The first element of vector E_i is integer C_i . If obstacles are not detected by the vision system then integer C_i is equal to 0. If obstacles are detected by the vision system, and sector I (Fig. 4) is free then integer C_i is equal to 1. If sector I is occupied by obstacles then integer C_i is equal to 2. If all sectors

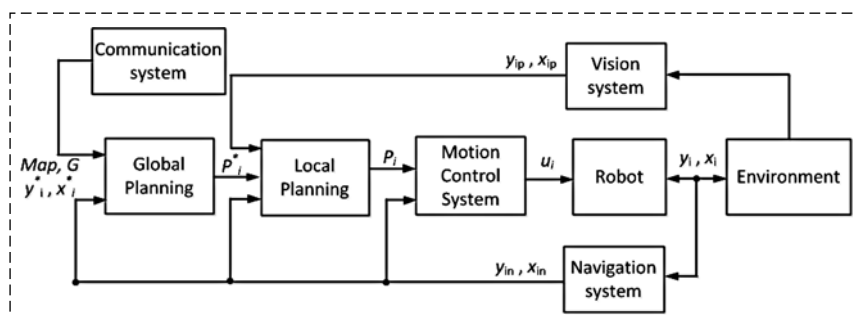


Fig. 3. Block diagram of the group control system

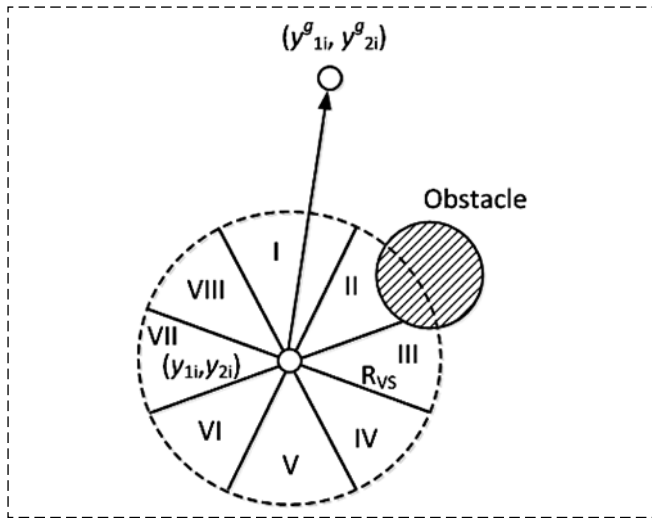


Fig. 4. State classification

are occupied by obstacles then integer C_i is equal to 3. Integer C_i is a characteristic of area Ω_1 complexity.

The second element of vector E_i is integer 1 or 2. If the optimal path planning algorithm is D* then the second element is equal to 1. If the optimal path planning algorithm is modified D* then the second element is equal to 2.

The first element of vector E_i is estimation of the state complexity [30]. To correct coordinates (y_{1i}^*, y_{2i}^*) weighting coefficients are introduced into expression (4) as follows.

$$r_{ij} = k_{ij}[(y_{1i} - y_{1j})^2 + (y_{2i} - y_{2j})^2]^{0.5}, \quad i = \overline{1, n_i}, \quad j = \overline{1, N_G}. \quad (8)$$

Weighting coefficients k_{ij} depends from the first element of vector E_i . If C_i is small then coefficients k_{ij} tends to 1. If C_i is big then coefficients k_{ij} tends to 0.

The optimal path planning algorithm is searched by a neural network. A block diagram of the learning system for the neural network is presented in Fig. 5. A supervised and unsupervised learning [28] could be performed on base of the presented block diagram. The inputs of the neural network are im-

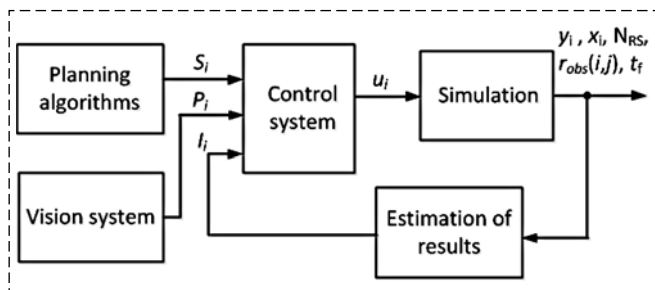


Fig. 5. Block diagram the training system

age P_i from the vision system and planning algorithm S_i . Based on the results of the control system simulation, the evaluation of the criterion (1) is formed. Criterion J_Σ (1) also enters the neural network. Planning algorithm S_i is D* or modified D*.

The optimal path is a reference input of the control system [1]. The control system includes the collision avoiding algorithm based on unstable modes [18]. Proposed block diagram allows learn the neural network in uncertain environment.

Path planning neural networks

The local planner is a deep learning neural network [25]. Algorithm D* is supervisor for the deep learning neural network. The map is split into cells as it is shown in Fig. 6. The resulting map is then presented as a matrix. Each element of the matrix corresponds to a specific cell of the map.

For example shown in Fig. 6 map is described by matrix P_i , 7×9 , as follows.

$$P_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

If a cell is free then corresponding element of matrix P_i is equal to 0. If a cell is occupied by obstacle then corresponding element of matrix P_i is equal to 1.

Current and target location of the robot are presented in other matrices. Thus matrix P_i , matrix of current location, and matrix of target location of the robot are description of the state. The state is clas-

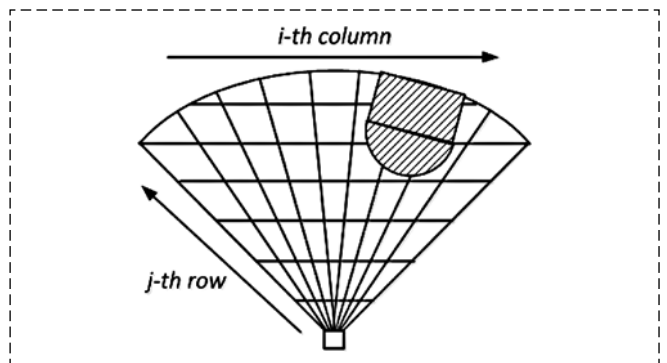


Fig. 6. Celled map

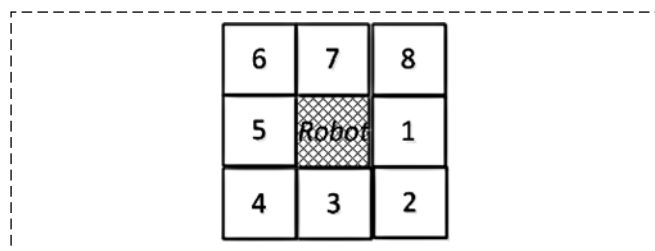


Fig. 7. Classes of the state

sified by algorithm D^* into 9 classes. If planned by D^* path passes through cell number $N = 1, 2, \dots, 8$ (Fig. 7) then the state class is N . If there is no path from the current location to the target location of the robot then the state class is 9.

As a result, the neural network is trained to choose the current direction of motion. This direction is coinciding with the trajectory constructed by D^* . The trained neural network does not plan whole path of the robot. Therefore the network could operate effectively in uncertain dynamical environments.

The training sample should contain all the situations required for training, and in sufficient quantity. In practice different samples occur with different frequency. Thus accumulation of rare situations is possible either through their special creation or a significant increase in the training sample. Special creation of the samples for training is complex, hard, and laborious process. In fact, it is necessary to determine the most important situations manually. Control of accumulation of the training sample is manual operation also. Random accumulation of the training sample leads to a significant increase in the training sample.

In this article the following iteration algorithm of creation of the training sample is proposed.

1) Sample P_k is generated in step k of the iterations. A dimension of sample P_k is N_k . Starting and target location of the robots, location, number and sizes of obstacles are random variables.

2) Algorithm D^* calculates the path of the robot for every element of sample P_k . The path belongs to the class 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, or 9 (Fig. 7).

3) If $k > 1$ then the element of sample P_k is classified by trained in the previous step neural network NN_{k-1} . If the output of neural network NN_{k-1} is equal to number of the path cell then the element of sample P_k is deleted from the sample. In other case the element of sample P_k is saved in the sample.

4) Neural network NN_k is trained by sample P_k . Let's note that every step the structure of the neural network NN_k is enhanced.

5) Iterations are broken if the given accuracy of training is achieved.

The proposed procedure allows select for training situations that the neural network classifies with errors.

The described algorithm is similar to reinforce training [31] because selection of the sample elements is based on the results of the trained network operating. In report [35] two networks are used to select elements of training sample, and one network trains another one. In our proposition the network trains itself.

Numerical simulation results

Studying of the training set development algorithm. Implementation of the algorithm above includes four iterations.

In iteration 1, the neural network NN1 was selected, including the input layer, 4 convolutional layers with 16 filters and 2 fully connected output layers containing 16 and 8 neurons, respectively. A starting training sample has been created, consisting of 4000 examples for each class. An example of the map, on the basis of which educational examples are created, is presented in Fig. 8 (see the second side of cover).

The results of the neural network NN1 training are presented in Table 1.

Table 1

The results of iterative training of the neural network

Iteration number	1	2	3	4
Sample size	4000	10 000	11 800	12 600
Estimation of training accuracy	79 %	84 %	89 %	94 %
Frequency of goal achievement without collisions according to the simulation results	50 %	79 %	85 %	92 %

In iteration 2, the neural network NN1 is used to filter out new training examples. Only those examples that the NN2 neural network has classified incorrectly are added to the training set. At the same time, at the second iteration, the NN2 neural network is trained, which includes the input layer, 5 convolutional layers with 32 filters and 3 fully connected output layers containing 32, 16 and 8 neurons. As a result of the second iteration, the training set was increased to 10000 examples per class. Estimation of the accuracy of training was equal to 84 %.

In iteration 3, the NN2 neural network is used to select training examples. The NN3 network is being studied, it includes an input layer, 9 convolutional layers with 40 filters and 3 fully connected output layers containing 32, 16 and 8 neurons.

Upon completion of the second iteration, the effect of a further increase in the sample by adding

situations in which the network trained at the previous iteration makes the wrong decisions did not lead to an increase in the accuracy of training. In this regard, at the third and fourth iterations, all points of the paths on which the network trained at the second and third iteration allowed collisions were added to the training set. This approach has significantly improved the accuracy of the training network. As a result of the third iteration, the training set was increased to 11 800 examples for each class. At the same time, 1800 additional examples were created by filtering initial situations by the NN2 network. The estimation of accuracy for training on a filtered sample was 89 %.

In iteration 4, the NN2 neural network is used to select training examples. The NN4 network is being studied, it includes an input layer, 10 convolutional layers with 40 filters and 3 fully connected output layers containing 32, 16 and 8 neurons. As a result of the fourth iteration, the training set was increased to 12600 examples for each class. The estimation of accuracy for training on a filtered sample was 94 %.

The assessment of accuracy during training is formed as follows. The training sample is divided into two parts. The first part, which contains 80 % of the examples, is used for training. The second part, which contains 20 % of the examples, is used to test the trained network. Since the training and validation samples contain sections of the same trajectories, the accuracy of the trained network is additionally checked on a separately generated sample, which contains 2000 test situations.

The sufficiency of the obtained training accuracy is estimated by the frequency of reaching the target point without collisions. During the simulation, an additional evaluation sample was created, including 500 examples. For each example, a simulation of the movement of the robot with a neural network planner was carried out. An example is considered to be completed successfully if the robot will reach the target point without collisions and loops.

According to the simulation results, the probability estimation of achieving the goal is obtained: 50 % for the first iteration; 79 % for the second iteration; 85 % for the third iteration, 92 % for the fourth iteration.

The simulation results of a trained neural network, presented in Fig. 9 (see the second side of cover) allow us to conclude that a trained neural network is able to plan a route in a rather complex environment, for example, in a city. In Fig. 9 points show the route set by the D* algorithm, and asterisks indicate the route set by the NN3 neural network.

Further, to assess the effect of using the proposed iterative procedure, the modeling of the NN4 neural network trained on a simple (unfiltered) sample of 12 600 situations for each of the eight classes was simulated. The estimation of training accuracy is 91.3 %. The probability of reaching the target point without collisions for a neural network trained on a regular sample was equal to 79 %. Thus, the increase in efficiency in the frequency of successful achievement of the goal was about 12 %.

Then, an increase in the simple training sample was applied to obtain the same frequency of successful achievement of the goal as in the sample created using the suggested iterative procedure at iteration 4. The shown indicator (92 %) was achieved on the volume of the training sample of 20,000 situations for each of the eight classes. Thus, the proposed procedure permits to reduce the training sample by 40 %.

Simulation results of the path planning algorithms.

Considered group consists of 5 mobile wheeled robots, $N_R = 5$. Environment is presented in Fig. 2. Width of area Ω_0 is equal to 20 m, $L_1 = 20$ m. Length of area Ω_0 is equal to 5 m, $L_2 = 5$ m. Distribution of robots in area Ω_0 is described by solution problem (5). Vertices of area Ω_0 are [0; 0], [0; 5], [20; 5], and [20; 0]. Problem (5) with 10 free variables (desired coordinates of the robots) is solved by Matlab function `fminimax`.

In Fig. 10 (see the second side of cover) evolution of the desired locations of the robots are presented. In Fig. 10a the complexity of the environment is not taken into account. In Fig. 10b the complexity of the environment is taken into account.

Starting locations of the robots are indicated by circles. Target locations of the robots are indicated by clear squares. Obstacle is indicated by filled rectangular. The vision system detects obstacle on the first step of simulation. Coefficients $k_{ij} = 1.0$ in Fig. 10a, but $k_{ij} = 0.5$ in Fig. 10b. Coefficients k_{ij} are used in expression (8). From Fig. 10 it is clear that the distances from the robots to the obstacle in the second case are more than in the first case. It should be noted that the group when moving independently forms a formation. The formation changes when the appearance or disappearance of obstacles.

In Fig. 11 (see the third side of cover) simulation results are presented for environment with two obstacles. In this case the group is divided into two clusters while the obstacles avoiding. Coefficients $k_{i2} = 0.7$. Also, when approaching an obstacle at a dangerous distance, the algorithms of obstacle avoidance presented in [18] are used at the lower level.

Simulation of path planning and environment classification algorithms. Evaluation of the neural environment classification is based on criterion (1). Coefficients of criterion are $k_1 = 1$; $k_2 = k_3 = 0$. Thus criterion is the time of movement. Evaluation is performed on additional sample of 500 elements. Velocity of the robot is calculated as follows.

$$V_R = \begin{cases} V_{\min} + (V_{\max} - V_{\min}) \frac{r}{r_s}, & V_R \leq V_{\max}, \\ V_{\max}, & V_R > V_{\max}, \end{cases} \quad (10)$$

where r is the distance from the robot to the obstacle, $r_s = 3$ m is safety distance, $V_{\min} = 0.25$ m/s is minimal velocity of the robot, $V_{\max} = 1.0$ m/s is maximal velocity of the robot.

According to the results of numerical studies, the average time of movement is about 30 seconds. If the optimal algorithm is chosen then the time of movement is about 28,2–28,8 seconds. Thus the effect of environment classification is 4–6 %.

Simulation results of five robots movements in the uncertain environment with four obstacles are presented in Fig. 12 (see the third side of cover).

Starting locations of the robots are [5; 4], [15; 2], [17; 1], [30; 3], and [35; 3]. Vertices of area Ω_0 are [0; 0], [0; 5], and [50; 5], [50; 0]. Aim of the group is movement to the target area with vertices [0; 45], [0; 50], [50; 50], and [50; 45]. Aim is achieved if all robots of the group are in the target area.

In figure 12, the three main maneuvers performed by the group during the movement are clearly visible. The first time the group performs a maneuver when it detects an obstacle located in the area of the first robot. The second time the group performs a maneuver when it detects obstacles in the right part of the environment. The last maneuver is forced by the obstacle located in the target area.

Experiments results. The first aim of experiments is evaluation of computational efficiency of neural networks in comparison with optimal algorithm D* (modified D*). The second aim of experiments is evaluation of feasibility of the proposed algorithms.

Experiments are performed with the group of two mobile robots equipped by wheeled platform, onboard computer Raspberry PI 3B +, all-around looking lidar RP Lidar A2, controller Arduino Uno, and optical encoders.

Implementation of the planning and classification algorithms are based on the neural network described as follows.

Computational efficiency is evaluated in 512×512 cell environment. The results of the evaluation are as follows.

The time for path planning of D* algorithm is 0.3–3.0 seconds. The average time is 1.3 seconds. The time for path planning of the proposed neural network is about 0.4 seconds.

The obtained effect is achieved due to the fact that the neural network calculates only the current direction of movement. The D* algorithm calculates the entire path of the robot. In a stationary environment this advantage is not important. In a dynamical environment or for a moving target point this advantage is very important.

In Fig. 13 (see the third side of cover) results of experiments are presented. Planned points are indicated by squares, and paths of the robots are shown by lines. Step of the grid is 0.5 m. There are two stationary obstacles in the Fig. 13.

Mean error of the robot's path is about 0.12 m.

Conclusion

The algorithms of the group control of mobile robots for 2-D uncertain environment are proposed. The novelty of the algorithms is described as follows.

Algorithm of robot's formation constructing is proposed. The algorithm includes Delaunay triangulation and optimization of i -th robot's location. This is development of algorithms presented at [18], but in this article a maximin optimization problem is used.

Coefficients k_{ij} as function of the state complexity are introduced. These coefficients shift the robots from obstacles to free areas.

Neural path planning algorithm is proposed. The algorithm is characterized by the use of a neural network that produces the current direction of movement. The algorithm decreases time of the path planning by three times. The effect is achieved for uncertain dynamical environments.

Novel iterative algorithm of neural networks training is proposed. The algorithm allows select for training situations that the neural network classifies with errors. The algorithm reduces the amount of training sample to 40 %. Also the proposed algorithm reduces the time of creating a training sample.

Further development of the results is to take into account the limitations imposed on the planned path of dynamic and kinematic properties of robots. Due to inertia the robot may not get to the planned point, so taking into account the inertial properties of the robot is an important problem. Also, when

driving at high speeds, it is important to specify not only the next target point, but also a certain number of path points. The solution to this problem will increase the possible speed.

References

1. **Pshikhopov V., Medvedev M.** Position-Path Control of a Vehicle, Path Planning for Vehicles Operating in Uncertain 2D Environments, Elsevier, Butterworth-Heinemann, 2017, pp. 1–23.
2. **Yang L., Qi J., Song D., Han J., Xia Y.** Survey of Robot 3D Path Planning Algorithms, *Journal of Control Science and Engineering*, 2016, vol. 2016, 22 p.
3. **La Valle S.** Planning Algorithms. Cambridge University Press, 2006, 842 p.
4. **Mac T. T., Copot C., Tran D. T., De Keyser R.** Heuristic approaches in robot path planning: A survey, *Robotics and Autonomous Systems*, 2016, vol. 86, pp. 13–28.
5. **Hoy M., Matveev A. S., Savkin A. V.** Algorithms for collision-free navigation of mobile robots in complex cluttered environments. A survey, *Robotica*, 2015, vol. 33 (3), pp. 463–497.
6. **Bayindir L.** A review of swarm robotics tasks, *Neurocomputing*, 2016, available at: <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2015.05.116>.
7. **Shi Y.** Particle swarm optimization: Developments, applications and resources, *Evolutionary Computing, 2001 IEEE International Conference on*, 2001, vol. 1, pp. 81–86.
8. **Uny Cao Y., Fukunaga A. S., Kahng A. B.** Cooperative Mobile Robotics: Antecedents and Directions, *Autonomous Robots*, 1997, vol. 4, pp. 1–23.
9. **Shlyakhov N. E., Vatamaniuk I. V., Ronzhin A. L.** Review of the Methods and Algorithms of a Robot Swarm Aggregation, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2017, vol. 18(1), pp. 22–29 (in Russian).
10. **Yu X.-Y., Fan Z.-Y., Ou L.-L., Zhu F., Guo Y.-K.** Optimal Path Planning Satisfying Complex Task Requirement in Uncertain Environment, *Robotica*, 2019, vol. 37 (11), pp. 1956–1970.
11. **Patle B. K., Pandey A., Jagadeesh A., Parhi D. R.** Path planning in uncertain environment by using firefly algorithm, *Defence Technology*, 2018, vol. 14(6), pp. 691–701.
12. **Kamil F., Hong T. S., Khaksar W., Moghrabiah M. Ya., Zulkifli N., Ahmad S. A.** New robot navigation algorithm for arbitrary unknown dynamic environments based on future prediction and priority behavior, *Expert Systems with Applications*, 2017, vol. 86, pp. 274–291.
13. **Nazarahari M., Khanmirza E., Doostie S.** Multi-objective multi-robot path planning in continuous environment using an enhanced genetic algorithm, *Expert Systems with Applications*, 2019, vol. 115, pp. 106–120.
14. **Qu Y., Zhang Y., Zhang Y.** A Global Path Planning Algorithm for Fixed-wing UAVs, *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications*, 2018, vol. 91(3–4), pp. 691–707.
15. **Belogalov D., Finaev V., Shapovalov I., Soloviev V., Medvedev M.** Decentralized control of a group of robots using fuzzy logic, *Journal of Engineering and Applied Sciences*, 2017, vol. 12 (9), pp. 2492–2498.
16. **Pshikhopov V., Medvedev M.** Decentralized control of the mobile robots group in an obstructed 2-D environment, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, vol. 17(5), pp. 346–353 (in Russian).
17. **Pshikhopov V., Medvedev M.** Mobile Objects Control in Three-Dimensional Area Using the Hybrid Decentralized Algorithm, *5th International Conference on Control, Decision and Information Technologies*, CoDIT, 2018, pp. 452–457.
18. **Pshikhopov V., Medvedev M.** Group control of autonomous robots motion in uncertain environment via unstable modes, *SPIIRAS Proceedings*, 2018, vol. 60(5), pp. 39–63 (in Russian).
19. **Duan H., Qiao P.** Pigeon-inspired optimization: A new swarm intelligence optimizer for air robot path planning, *International Journal of Intelligent Computing and Cybernetics*, 2014, vol. 7 (1), pp. 24–37.
20. **Radmanesha M., Kumar M., Sarim M.** Grey wolf optimization based sense and avoid algorithm in a Bayesian framework for multiple UAV path planning in an uncertain environment, *Aerospace Science and Technology*, 2018, vol. 77, pp. 168–179.
21. **Fan X., Luo X., Yi S., Yang S., Zhang H.** Optimal path planning for mobile robots based on intensified ant colony optimization algorithm, *International Conference on Robotics, Intelligent Systems and Signal*, Changsha, China (2003), pp. 131–136.
22. **Zhang Y., Gong D., Zhang J. H.** Robot path planning in certain environment using multi objective particle swarm optimization, *Neurocomputing*, 2013, vol. 103, 172–85.
23. **Liang H. H., Lee C.** Efficient collision-free path planning of multiple mobile robots system using efficient artificial bee colony algorithm, *Advanced Engineering Software*, 2015, vol. 79, 47–56.
24. **Xu B., Yang Z., Ge Yu., Peng Z.** Coalition Formation in Multi-agent Systems Based on Improved Particle Swarm Optimization Algorithm, *International Journal of Hybrid Information Technology*, 2015, vol. 8(3), pp. 1–8.
25. **Munasypov R. A., Muslimov T. Z.** UAVs Group Control Based on the Relative State Space Method, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 2, pp. 120–125 (in Russian).
26. **Wang X., Yang G.-H.** Adaptive reliable coordination control for linear agent networks with intermittent communication constraints, *E-LETTER on Systems, Control, and Signal Processing*, 2018, vol. 362.
27. **Hong-Wei G., Wen-Li D., Feng Q., Lu W.** A Dissimilation Particle Swarm Optimization-Based Elman Network and Applications for Identifying and Controlling Ultrasonic Motors, *Advances in Soft Computing*, 2007, vol. 41, pp. 1345–1360.
28. **Le Cun Ya., Yoshua B., Geoffrey H.** Deep learning, *Nature*, 2015, vol. 521.7553, pp. 436–444.
29. **Zhu J., Park T., Isola P., Efros A. A.** Unpaired Image-to-Image Translation using Cycle-Consistent Adversarial Networks, *In IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV)*, 2017.
30. **Gholami B., Rudovic O., Pavlovic V.** Probabilistic Unsupervised Domain Adaptation for Knowledge Transfer Across Visual Categories, *The IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV)*, 2017, pp. 3581–3590.
31. **Li Z., Zhao T., Chen F., Hu Y., Su C.-Y., Fukuda T.** Reinforcement Learning of Manipulation and Grasping Using Dynamical Movement Primitives for a Humanoidlike Mobile Manipulator, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 2018, vol. 23(1), pp. 121–131.
32. **Pshikhopov V., Medvedev M., Vasileva M.** Neural network control system of motion of the robot in the environment with obstacles, *Lecture Notes in Computer Science*, 2019, vol. 11606, pp. 173–181.
33. **Knyaz V. A., Vishnyakov B. V., Gorbatshevich V. S., Vizilter Yu. V., Vygodov O. V.** Intelligent data processing technologies for unmanned aerial vehicles navigation and control, *SPIIRAS Proceedings*, 2016, vol. 45(2), pp. 26–44 (in Russian).
34. **Karkishchenko A. N., Pshikhopov V. Kh.** On finding the complexity of an environment for the operation of a mobile object on a plane, *Automation and Remote Control*, 2019, vol. 80(5), pp. 897–912.
35. **Zoph B., Vasudevan V., Shlens J., Le Q. V.** Learning Transferable Architectures for Scalable Image Recognition, *Proc. of 2017 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, 2017, July, 22–25, Honolulu, Hawaii.

А. А. Кузьменко, канд. техн. наук, aakuzmenko@sfnu.ru,
Институт компьютерных технологий и информационной безопасности
Южного федерального университета, г. Таганрог

Робастное управление синхронным двигателем с постоянными магнитами: синергетический подход¹

Благодаря своим высоким энергетическим показателям, компактности, надежности и высокому качеству регулирования синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) находят широкое практическое применение. При управлении частотой вращения СДПМ основным принципом управления является принцип каскадного регулирования с ПИ законами управления, включающий внешний контур регулирования по частоте вращения и два внутренних контура по токам статора по осям (d , q). Недостатки данного принципа пытаются устранить, применяя для синтеза законов управления современные методы нелинейного управления — линеаризацию обратной связью, бэкстеппинг, методы предиктивного управления, методы скользящего управления, методы робастного и адаптивного управления, нечеткого и нейросетевого управления, комбинации этих методов и др. Однако в большинстве случаев использование этих методов направлено на то, чтобы посредством процедуры соответствующего метода синтезировать статические или динамические уставки для стандартных ПИ регуляторов частоты и токов.

В данной работе предлагается рассмотреть два подхода синергетической теории управления (СТУ) к построению робастных законов управления СДПМ: метод синтеза законов скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий СТУ и принцип интегральной адаптации (ПИА). Эти подходы реализуют векторное управление и не ориентируются на стандартную структуру принципа каскадного регулирования СДПМ. Предложенные подходы упрощают анализ устойчивости замкнутой системы: условия устойчивости складываются из условий устойчивости функциональных уравнений СТУ и условий устойчивости финишной декомпозированной системы, размерность которой существенно меньше размерности исходной системы. На основе результатов синтезированных в работе законов робастного управления СДПМ можно заключить, что более предпочтительны законы, синтезированные в соответствии с ПИА.

Теоретические выкладки данной работы проиллюстрированы результатами моделирования, которые показывают выполнение поставленных задач управления: достижение целевых инвариантов, робастность к изменению момента нагрузки.

Ключевые слова: нелинейные системы управления, робастность, синтез управления, скользящее управление, поверхность скольжения, синергетическая теория управления, метод АКАР, интегральная адаптация, синхронный двигатель с постоянными магнитами

Введение

Благодаря своим высоким энергетическим показателям, компактности, надежности и высокому качеству регулирования синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) находят широкое практическое применение не только в промышленности, но и в электроустановках с автономным питанием — электромобилях, самолетах, роботах и т. п. [1–17]. Так, в работе [4] отмечаются как преимущества СДПМ: "...большой пусковой момент; высокий КПД; меньшие массогабаритные параметры по сравнению с асинхронными двигателями той же мощности...", так и ряд недостатков: "...чувствительность конструкции двигателей к высоким температурам постоянных магнитов; необходимость наличия информации о положении ротора для работы в системах с высокими требованиями по точности и качеству переходных

процессов; наличие магнитного поля (даже после выключения) и более высокая цена...".

При управлении частотой вращения СДПМ основным принципом управления является принцип каскадного (подчиненного) регулирования с ПИ законами управления, включающий внешний контур регулирования по частоте вращения и два внутренних контура по токам статора по осям (d , q) [1–4, 8, 9, 13–15]. Данный принцип реализует векторное управление СДПМ и в силу своей простоты достаточно распространен. Но в работах [2–4] также отмечается, что он не позволяет обеспечить высокие динамические и статические характеристики и устойчивость при наличии параметрических и внешних возмущений. Для преодоления обозначенных недостатков и обеспечения робастности к внешнему и/или параметрическому возмущению при решении различных задач управления СДПМ (позиционирование; стабилизация частоты вращения, токов, момента; слежение и др.) в настоящее время большее применение находят современные методы не-

¹Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-08-00366.

линейного управления: линеаризация обратной связью [5], бэкстеппинг [6], методы предиктивного управления [7], методы скользящего управления [8, 9], методы робастного и адаптивного управления [10–12, 17], нечеткого и нейросетевого управления [13–16], а также различные комбинации этих методов. Отметим, что в большинстве случаев использование этих методов направлено на то, чтобы посредством процедуры соответствующего метода формировать законы управления, являющиеся статическими или динамическими уставками для стандартных ПИ регуляторов частоты вращения и токов.

В данной же работе предлагается рассмотреть два подхода синергетической теории управления (СТУ) к построению робастных законов управления СДПМ [18–30]: метод синтеза законов скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий СТУ и принцип интегральной адаптации (ПИА). Эти подходы реализуют векторное управление и не ориентируются на стандартную структуру каскадного регулирования СДПМ.

1. Описание подходов к синтезу робастного управления в СТУ

В работе [20] приведено детальное описание метода аналитического конструирования законов скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий и приведены подробные примеры его применения для различных нелинейных систем, поэтому в данной работе повторно излагать его не будем. Но все примеры в статье [20] иллюстрировали только скалярный синтез. Описанный в работе [20] метод синтеза скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий справедлив и для синтеза векторного управления: в этом случае на первом этапе синтеза вводятся многообразия соответствующего вида, число которых соответствует числу каналов управления, а последующие этапы идентичны этапам, описанным в статье [20]. При этом размерность декомпозированной системы уменьшается на число, соответствующее числу введенных инвариантных многообразий на каждом этапе синтеза. В данной работе будет подробно описан именно векторный синтез законов робастного управления СДПМ, базирующийся на методе аналитического кон-

струирования законов скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий.

ПИА заключается в построении "гарантирующих регуляторов", обеспечивающих компенсацию наихудших возмущений, т.е. "...возмущений, которые за наименьшее время отклоняют объект управления на максимальное возможное расстояние от желаемого состояния в его фазовом пространстве" [19]. Указанное определение означает, что наихудшие возмущения — это кусочно-постоянные возмущения вида $M_i^{\text{sup}}(t) = M_{i0} \text{sign } \mu(t)$ со случайным изменением величины $M_{i0} = \text{const}$ на соответствующем интервале и знака функции $\mu(t)$. Для компенсации кусочно-постоянных возмущений "гарантирующий регулятор" должен включать в себя интегратор [19], т.е. должен реализовывать астатический закон управления. В классической теории управления интегральные составляющие, с одной стороны, компенсируют постоянные возмущения и повышают точность управления, а с другой — ухудшают устойчивость замкнутой системы. Но для методов СТУ такой проблемы не существует, так как процедура этого метода гарантирует асимптотическую устойчивость системы дифференциальных уравнений сложных технических объектов. Использование ПИА СТУ позволяет полностью компенсировать влияние полиномиального возмущения степени n : для этого особым образом вводится $n + 1$ интегратор. Очевидно, что гармоническое возмущение таким образом полностью не компенсируется, но существенно ослабляется влияние данного возмущения уже с тремя интеграторами [21].

В соответствии с идеологией метода аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР) СТУ для того, чтобы противодействовать внешним или параметрическим возмущениям мы должны представить каждое из них в виде динамической модели, выход которой аппроксимирует возмущение соответствующего класса. При этом в структуру этих моделей, согласно ПИА, должны входить финишные макропеременные, включающие желаемые инварианты. Таким образом, если рассматривать возмущение степени n , то такая модель имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{z}_1(t) &= z_2; & \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ \dots & & \dots & \\ \dot{z}_n(t) &= z_{n+1}; & \dot{z}_{n+1}(t) &= \Phi_i(\mathbf{x}), \end{aligned} \quad (1)$$

где z_i — динамические переменные модели возмущения; $\Phi_i(\mathbf{x})$ — функция от переменных

состояния исходного объекта, отражающая желаемый инвариант — цель управления. Выходной переменной модели (1) является z_1 .

Так, если рассматриваются кусочно-постоянные возмущения, то из соотношений (1) для них получим модель вида

$$\dot{z}_i(t) = \Phi_i(\mathbf{x}). \quad (2)$$

Таким образом, для использования ПИА для синтеза робастных законов управления необходимо [21, 25–30]:

1) каждое из возмущений представить его моделью вида (1). Соответствующие модели возмущений добавляются к уравнениям объекта управления, образуя расширенную систему. В уравнении объекта каждое возмущение заменяется выходной переменной его модели;

2) для расширенной системы осуществляется синтез законов управления в соответствии с базовой процедурой метода АКАР [18, 19]. Отметим, что в отличие от базовой процедуры метода АКАР при синтезе законов управления в соответствии с ПИА финишные макропеременные всегда должны иметь структуру

$$\psi_i = \Phi_i(\mathbf{x}) + \sum_{j=1}^k \beta_j z_j, \quad (3)$$

здесь β_j — постоянные коэффициенты; k — число переменных состояния в модели соответствующего возмущения.

2. Модель СДПМ и постановка задачи

Согласно работам [1, 8] математическая модель СДПМ в осях (q , d) описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}(t) &= \frac{1}{J} (K_t i_q - B\omega - T_L); \\ \dot{i}_d(t) &= \frac{1}{L} (-R_s i_d + L n_p \omega i_q + u_d); \\ \dot{i}_q(t) &= \frac{1}{L} (-R_s i_q - L n_p \omega i_d - n_p \phi_f \omega + u_q), \end{aligned} \quad (4)$$

где ω — частота вращения ротора; J — момент инерции; i_q , i_d — проекции тока статора по осям (q , d) соответственно; B — коэффициент вязкого трения; T_L — момент нагрузки; L — индуктивность статора; R_s — активное сопротивление статора; n_p — число пар полюсов; u_q , u_d — проекции напряжения статора по осям (q , d) соответственно (управления); ϕ_f — потоко-сцепление ротора; $K_t = \frac{3}{2} n_p \phi_f$ — константа.

Инвариантами для СДПМ являются [1, 8]:

- стабилизация проекции тока статора по оси d

$$i_d = 0, \quad (5)$$

- стабилизация частоты вращения ротора

$$\omega = \omega_0, \quad (6)$$

здесь ω_0 — заданное значение частоты вращения.

Для системы (4) ставится задача построения робастных законов управления u_q , u_d , обеспечивающих устойчивость, выполнение целевых инвариантов (5), (6) и робастность к внешнему возмущению — моменту нагрузки T_L .

3. Синтез законов робастного управления СДПМ: скользящее управление

Опираясь на метод синтеза законов скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий СТУ [20], опишем процедуру векторного синтеза на примере СДПМ.

Поскольку внешнее возмещение не должно входить в структуру законов управления, то, предполагая, что изменения момента нагрузки носят кусочно-постоянный характер, заменим в первом уравнении модели СДПМ момент нагрузки T_L его оценкой вида (2): $T_L \rightarrow z$. В итоге получим

$$\begin{aligned} \dot{\omega}(t) &= \frac{1}{J} (K_t i_q - B\omega - z); \\ \dot{i}_d(t) &= \frac{1}{L} (-R_s i_d + L n_p \omega i_q + u_d); \\ \dot{i}_q(t) &= \frac{1}{L} (-R_s i_q - L n_p \omega i_d - n_p \phi_f \omega + u_q); \\ \dot{z}(t) &= \omega - \omega_0. \end{aligned} \quad (7)$$

Из системы (7) видно, что управление u_d непосредственно воздействует на ток i_d , поэтому задаем инвариантное многообразие, обеспечивающее выполнение инварианта (5), в явном виде

$$\psi_1 = |i_d| = 0. \quad (8)$$

Аналогично, управление u_q в системе (7) непосредственно не воздействует на частоту вращения ω и, соответственно, задать инвариантное многообразие, обеспечивающее выполнение инварианта (6), в явном виде нельзя, поэтому применяем последовательную процедуру синтеза метода АКАР. Согласно работе [20] задаем инвариантное многообразие вида

$$\psi_2 = \beta |\omega - \omega_0| + |s_1| = 0, \quad (9)$$

где $s_1 = K_t i_q + u_2(\omega, z)$ — поверхность скольжения; $u_2(\omega, z)$ — "внутреннее" управление.

Подставляя соотношения (8) и (9) в функциональное уравнение метода АКАР

$$T_i \dot{\psi}_i(t) + \psi_i = 0, \quad (10)$$

получаем в силу уравнений объекта (7) искомые законы управления:

$$u_d = R_s i_d - L n_p \omega i_q - \frac{L}{T_1} \psi_1 \text{sign}(i_d); \quad (11)$$

$$u_q =$$

$$= -\frac{L}{K_t} \left[\beta \text{sign}(\omega - \omega_0) \frac{1}{J} (K_t i_q - B\omega - z) + \frac{1}{T_2} \psi_2 \right] \times \\ \times \text{sign}(s_1) + R_s i_q + L n_p \omega i_d + n_p \phi_f \omega - \\ - \frac{L}{K_t J} (K_t i_q - B\omega - z) \frac{\partial u_2}{\partial \omega} - \frac{L}{K_t} \frac{\partial u_2}{\partial z} (\omega - \omega_0). \quad (12)$$

Под действием управлений (11), (12) изображающая точка (ИТ) системы (7) попадает в окрестность пересечения многообразий (8), (9), движение вдоль которого описывается декомпозированной системой

$$\dot{\omega}(t) = \frac{1}{J} (-u_2(\omega, z) - B\omega - z); \quad (13)$$

$$\dot{z}(t) = \omega - \omega_0.$$

В выражение (12) входит неизвестное на данном этапе "внутреннее" управление $u_2(\omega, z)$, а также его частные производные. Управление $u_2(\omega, z)$ непосредственно воздействует на частоту, поэтому, согласно методике [20], вводим подмногообразие, отражающее целевой инвариант (6) и обеспечивающее компенсацию возмущения:

$$s_2 = \omega - \omega_0 + \gamma z = 0, \quad (14)$$

где γ — некоторая константа.

Из функционального уравнения

$$T_3 \dot{s}_2(t) + s_2 = 0.$$

в силу уравнений декомпозированной системы (13) и подмногообразия (14) находим:

$$u_2(\omega, z) = \\ = -B\omega - z + J\gamma(\omega - \omega_0) + \frac{J}{T_3} (\omega - \omega_0 + \gamma z). \quad (15)$$

Движение ИТ вдоль $s_2 = 0$ описывается следующей после (13) декомпозированной системой:

$$\dot{z}(t) = -\gamma z. \quad (16)$$

Условие асимптотической устойчивости в целом этого уравнения и, следовательно, движения вдоль $s_2 = 0$ имеет весьма простой вид: $\gamma > 0$.

Проверим выполнения условия возникновения скользящего режима [22]:

$$s_1 \dot{s}_1(t) < 0. \quad (17)$$

Имеем следующее выражение для поверхности переключения:

$$s_1 = K_t i_q + u_2(\omega, z) = K_t i_q - B\omega - z + \\ + J\gamma(\omega - \omega_0) + \frac{J}{T_3} (\omega - \omega_0 + \gamma z),$$

а ее производную $\dot{s}_1(t)$ выразим из функционального уравнения (10). В итоге получим:

$$\dot{s}_1(t) = \\ = -\left(\beta \text{sign}(\omega - \omega_0) \frac{1}{J} (K_t i_q - B\omega - z) + \frac{1}{T_1} \psi_1 \right) \text{sign} s_1.$$

Подставив полученные выше выражения для s_1 и $\dot{s}_1(t)$ в (17), можно убедиться, что оно выполняется при $\beta > 0$, $\gamma > 0$, $T_1 > 0$, $T_3 > 0$.

Согласно методу АКАР [18, 19] условие устойчивости замкнутой системы (7) с синтезированными законами управления (11), (12) складывается из условия устойчивости финишной декомпозированной системы (16), в нашем случае это $\gamma > 0$, и условий устойчивости движения к введенным многообразиям (8), (9) и (14), которые определяются условиями устойчивости соответствующих функциональных уравнений, в нашем случае это $T_i > 0$, $i = \overline{1, 3}$.

Итак, вычислив частные производные $u_2(\omega, z)$ из соотношения (15) и подставив их в (12), получим итоговое выражение для робастных законов управления (11), (12), обеспечивающих устойчивость замкнутой системы, скользящий режим, выполнение целевых инвариантов (5), (6) и робастность к внешнему возмущению — моменту нагрузки. Отметим, что поскольку в структуру поверхности скольжения входит переменная z , которая согласно системе (7) равна интегралу от ошибки по частоте вращения, то можно утверждать, что закон управления (12) реализует интегральный скользящий режим.

4. Синтез законов робастного управления СДПМ: принцип интегральной адаптации

Опираясь на процедуру синтеза законов управления на основе ПИА, приведенную выше и в работах [25–30], опишем процедуру синтеза законов робастного управления в соответствии с ПИА для СДПМ.

Внешнее возмещение — момент нагрузки T_L — представим моделью вида (1), состоящей из трех интеграторов [21]. Объединив эту мо-

дель возмущения и модель СДПМ (4), получим расширенную модель для синтеза законов управления в соответствии с ПИА. При этом момент нагрузки в первом уравнении модели СДПМ (4) заменим его оценкой — выходной переменной модели возмущения: $T_L \rightarrow z_1$. В итоге имеем расширенную систему:

$$\begin{aligned}\dot{\omega}(t) &= \frac{1}{J}(K_t i_q - B\omega - z_1); \\ \dot{i}_d(t) &= \frac{1}{L}(-R_s i_d + L n_p \omega i_q + u_d); \\ \dot{i}_q(t) &= \frac{1}{L}(-R_s i_q - L n_p \omega i_d - n_p \phi_f \omega + u_q); \quad (18) \\ \dot{z}_1(t) &= z_2; \\ \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= \omega - \omega_0.\end{aligned}$$

Задаем инвариантное многообразие, обеспечивающее выполнение инварианта (5), в явном виде

$$\psi_4 = i_d = 0. \quad (19)$$

Так как задать инвариантное многообразие, обеспечивающее выполнение инварианта (6), в явном виде нельзя, поэтому применяем последовательную процедуру синтеза метода АКАР [18, 19]. Задаем инвариантное многообразие в виде

$$\psi_5 = K_t i_q + U(\omega, \mathbf{z}) = 0, \quad (20)$$

где $U(\omega, \mathbf{z})$ — "внутреннее" управление.

Подставляя выражения (19) и (20) в функциональное уравнение метода АКАР вида (10), получаем в силу уравнений объекта (18) искомые законы управления:

$$u_d = R_s i_d - L n_p \omega i_q - \frac{L}{T_4} \psi_4; \quad (21)$$

$$\begin{aligned}u_q &= R_s i_q + L n_p \omega i_d + n_p \phi_f \omega - \\ &- \frac{L}{K_t J} (K_t i_q - B\omega - z_1) \frac{\partial U}{\partial \omega} - \\ &- \frac{L}{K_t} \sum_{i=1}^3 \frac{\partial U}{\partial z_i} \dot{z}_i(t) - \frac{L}{K_t T_5} \psi_5.\end{aligned} \quad (22)$$

Под действием управлений (21), (22) ИТ системы (18) попадает в окрестность пересечения многообразий (19), (20), движение вдоль которого описывается декомпозированной системой

$$\begin{aligned}\dot{\omega}(t) &= \frac{1}{J}(-U(\omega, \mathbf{z}) - B\omega - z_1); \\ \dot{z}_1(t) &= z_2; \\ \dot{z}_2(t) &= z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= \omega - \omega_0.\end{aligned} \quad (23)$$

В выражение (22) входит неизвестное на данном этапе "внутреннее" управление $U(\omega, \mathbf{z})$, а также его частные производные. Управление $U(\omega, \mathbf{z})$ непосредственно воздействует на частоту, поэтому в соответствии с уравнением (3) вводим многообразие, отражающее целевой инвариант (6) и обеспечивающее компенсацию возмущения:

$$\psi_6 = \omega - \omega_0 + \gamma_1 z_1 + \gamma_2 z_2 + \gamma_3 z_3 = 0. \quad (24)$$

Из функционального уравнения

$$T_6 \dot{\psi}_6(t) + \psi_6 = 0.$$

в силу уравнений декомпозированной системы (23) и многообразия (24) находим:

$$\begin{aligned}U(\omega, \mathbf{z}) &= -B\omega - z_1 + \\ &+ J \left(\gamma_1 z_2 + \gamma_2 z_3 + \gamma_3 (\omega - \omega_0) + \right. \\ &\left. + \frac{1}{T_6} (\omega - \omega_0 + \gamma_1 z_1 + \gamma_2 z_2 + \gamma_3 z_3) \right).\end{aligned} \quad (25)$$

Движение ИТ вдоль $\psi_6 = 0$ описывается следующей после (23) декомпозированной системой:

$$\begin{aligned}\dot{z}_1(t) &= z_2; \quad \dot{z}_2(t) = z_3; \\ \dot{z}_3(t) &= -\gamma_1 z_1 - \gamma_2 z_2 - \gamma_3 z_3.\end{aligned} \quad (26)$$

Для нахождения неизвестных коэффициентов, обеспечивающих устойчивость системы (26), воспользуемся методом модального управления. Запишем матрицу состояния системы (26) и найдем ее характеристическое уравнение. Получаем

$$\begin{aligned}A(p) &= \det(p\mathbf{E} - \mathbf{A}) = \\ &= p^3 + \gamma_3 p^2 + \gamma_2 p + \gamma_1 = 0.\end{aligned}$$

Зададим желаемое характеристическое уравнение с заданным расположением корней:

$$\begin{aligned}A_0(p) &= (p - p_0)^3 = \\ &= p^3 - 3p_0 p^2 + 3p_0^2 p - p_0^3 = 0,\end{aligned}$$

здесь $p_0 < 0$ — желаемый корень. Приравнявая коэффициенты этих двух уравнений при одинаковых степенях p , найдем неизвестные коэффициенты:

$$\gamma_1 = -p_0^3, \quad \gamma_2 = 3p_0^2, \quad \gamma_3 = -3p_0. \quad (27)$$

Таким образом, выбор коэффициентов $T_j > 0, j = 4, 6$, и вычисление γ_i согласно (27) обеспечат асимптотическую устойчивость СДПМ с синтезированными законами робастного управления (21), (22). Итак, вычислив частные производные $U(\omega, \mathbf{z})$ из уравнения

(25) и подставив их в уравнение (22), получим итоговое выражение для робастных законов управления (21), (22), обеспечивающих устойчивость замкнутой системы, выполнение целевых инвариантов (5), (6) и робастность к изменению внешнего возмущения — момента нагрузки.

5. Моделирование замкнутой системы

Осуществим моделирование СДПМ с синтезированными в данной работе законами робастного управления в системе MATLAB.

Номинальные параметры СДПМ, представленные в работе [8]: мощность $P = 750$ Вт; напряжение $U = 200$ В; $J = 1,74 \cdot 10^{-4}$ кг·м²; $B = 7,403 \cdot 10^{-5}$ Н·м·с/рад; $T_L = 2,4$ Н·м; $L = L_d = L_q = 0,004$ Гн; $R_s = 1,74$ Ом; $n_p = 4$; $\phi_f = 0,1167$ Вб; $\omega_0 = 1000$ рад/с; параметры законов управления (11), (12): $\beta = 0,1$; $T_1 = T_2 = 0,001$; $T_3 = 0,0001$; $\gamma = 300$; параметры законов управления (21), (22): $T_4 = T_5 = 0,001$; $T_6 = 0,01$; $p_0 = -100$.

При моделировании будем рассматривать следующие возмущения:

$$T_L = \begin{cases} 0, & t \leq 0,02; \\ 2,4, & 0,02 < t \leq 0,06; \\ 3,6, & 0,06 < t \leq 0,1; \\ 1,2, & t > 0,1; \end{cases} \quad (28)$$

$$T_L = \begin{cases} 0, & t < 0,05; \\ 2,4 \sin(100t), & t \geq 0,05. \end{cases} \quad (29)$$

На рис. 1–3 показаны результаты моделирования СДПМ с возмущением (28) и робастными законами управления (11), (12) (показаны штриховой толстой линией), робастными законами управления (21), (22) (показаны сплошной тонкой линией). На рис. 4–6 показаны результаты моделирования СДПМ с возмущением (29) и робастными законами управления (11), (12) (показаны штриховой толстой линией), робастными законами управления (21), (22) (показаны сплошной тонкой линией). Среди результатов моделирования опущены графики изменения тока i_d , поскольку он достаточно быстро принимает нулевое значение и практически не изменяется при наличии возмущений.

Из рис. 1–3 следует, что законы управления (11), (12), (21), (22) обеспечивают выполнение целей управления — инвариантов (5), (6) и компенсацию возмущения (28). При схожих амплитудах управляющих воздействий законы управления

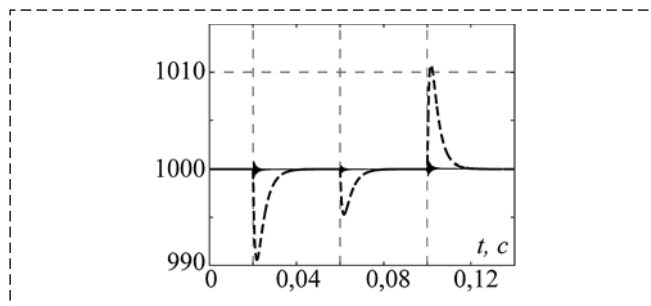


Рис. 1. Графики изменения частоты вращения
Fig. 1. Dynamics of rotor speed

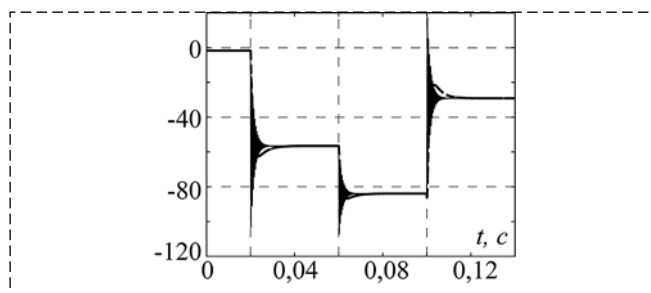


Рис. 2. Графики изменения управления u_d
Fig. 2. Dynamics of controls u_d

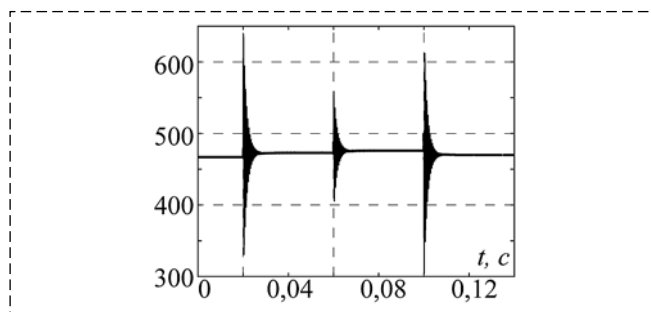


Рис. 3. Графики изменения управления u_q
Fig. 3. Dynamics of controls u_q

(21), (22), синтезированные согласно ПИА высокого порядка, обеспечивают большее быстроедействие при меньших отклонениях частоты вращения в переходном режиме. Законы (11), (12) практически исключают высокочастотное переключение знака сигнала управления (chattering-эффект) при обработке возмущения.

Более интересны результаты моделирования замкнутой системы при наличии возмущения (29): из рис. 4 видно, что при гармоническом изменении момента нагрузки законы управления (21), (22) практически полностью его компенсируют, в то время как при законах управления (11), (12) наблюдаются гармонические изменения частоты вращения СДПМ с отклонением от заданного значения. При этом графики изменения управлений практически идентичны и отличаются только на на-

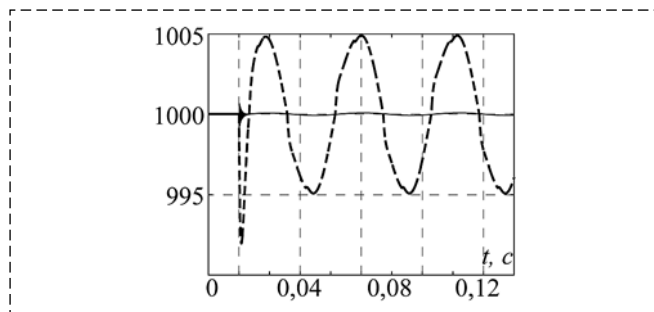


Рис. 4. Графики изменения частоты вращения
Fig. 4. Dynamics of rotor speed

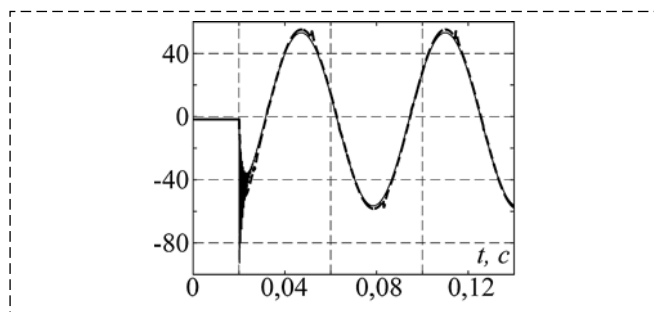


Рис. 5. Графики изменения управления u_d
Fig. 5. Dynamics of controls u_d

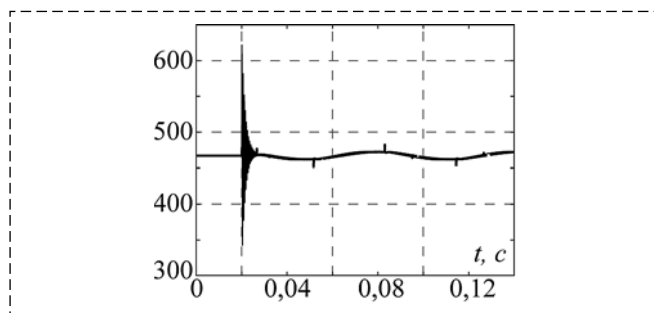


Рис. 6. Графики изменения управления u_q
Fig. 6. Dynamics of controls u_q

чальном этапе — возникают затухающие колебания сигналов управления (21), (22).

Заключение

Итак, в данной работе в рамках СТУ представлены два подхода к синтезу робастных законов управления СДПМ: метод синтеза законов скользящего управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий и ПИА.

Общие характеристики этих подходов:

- обеспечивают робастность к внешнему возмущению;
- используются для векторного синтеза законов управления нелинейными системами;
- для компенсации возмущения не требуют синтеза наблюдателей возмущения и, соответственно, его оперативной оценки;

- упрощается анализ устойчивости замкнутой системы.

Следует отметить следующие результаты сравнения этих подходов для СДПМ:

- законы не реализуют принцип каскадного регулирования СДПМ;
- законы скользящего управления потенциально могут приводить к возникновению chattering-эффекта, а законы, синтезированные в соответствии с ПИА, не имеют такого негативного эффекта;
- предложенный подход к синтезу законов скользящего управления для СДПМ упрощает анализ условия возникновения скользящего режима;
- законы, синтезированные в соответствии с ПИА, обладают большим быстродействием и лучше компенсируют гармоническое изменение момента нагрузки.

Сравнение полученных в данной работе законов робастного управления СДПМ с другими законами, представленными в современных источниках, будет выполнено в последующей работе.

Список литературы

1. Krishnan R. Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control. New Jersey: Prentice-Hall, 2001. 626 p.
2. Ковшаров А. Н. Выбор системы управления для высокоскоростного синхронного двигателя с постоянными магнитами // Вопросы электромеханики. Труды ВНИИЭМ. 2013. Т. 137. С. 3—6.
3. Гуляев И. В., Волков А. В., Попов А. А., Бобров М. А. Векторное управление синхронным двигателем с постоянными магнитами // Научно-технический вестник Поволжья. 2015. № 5. С. 187—190.
4. Мичурин Р. А. Моделирование работы синхронного двигателя с постоянными магнитами в среде Simulink // Электронные информационные системы. 2017. № 3 (14). С. 23—32.
5. Kim K.-H., Jeung Y.-C., Lee D.-C. et al. LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27, iss. 5. P. 2376—2384.
6. Zhou J., Wang Y. Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor // IEEE Proceedings: Electric Power Applications. 2002. Vol. 149, iss. 2. P. 165—172.
7. Rodriguez J., Cortes P. Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. Wiley Online Library, 2012. 230 p. URL: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9781119941446>.
8. Li S., Zong K., Liu H. A composite speed controller based on a second-order model of permanent magnet synchronous motor system // Transactions of the Institute of Measurement and Control. 2011. Vol. 33, iss. 5. P. 522—541.
9. Sun L., Zhang X., Sun L., Zhao K. Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques // IEEE Transactions on Power Electronics. 2013. Vol. 28, iss. 3. P. 1358—1365.
10. 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 Transactions on Industrial Electronics. 2007. Vol. 54, iss. 4. P. 1981—1988.
11. Baik I.-C., Kim K.-H., Youn M.-J. Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2000. Vol. 8, iss. 1. P. 47—54.

12. Li S., Liu Z. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2009. Vol. 56, iss. 8. P. 3050–3059.
13. Kung Y.-S., Tsai M.-H. FPGA-based speed control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control // IEEE Transactions on Power Electronics. 2007. Vol. 22, iss. 6. P. 2476–2486.
14. Chaoui H., Sicard P. Adaptive fuzzy logic control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear friction // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2012. Vol. 59, iss. 2. P. 1123–1133.
15. Чумаков А. С., Данилова М. Г. Синхронный электропривод обжиговой машины с адаптивным регулятором на основе нечеткого алгоритма Такаги — Сугено // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2012. Т. 8, № 5. С. 105–107.
16. Yu J., Shi P., Dong W. et al. Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors // IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems. 2015. Vol. 26, iss. 3. P. 640–645.
17. Bobtsov A., Nikolaev N., Pyrkin A., Slita O., Titova Ye. Rotor Position, Speed and Flux Observers for Permanent Magnet Synchronous Motors // Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie, 2018, vol. 19, no. 2, pp. 75–79.
18. Колесников А. А. Синергетическая теория управления. М.: Энергоатомиздат, 1994. 344 с.
19. Колесников А. А. Синергетические методы управления сложными системами: теория системного синтеза. 2-е изд. М.: Либроком, 2012. 240 с.
20. Колесников А. А., Кузьменко А. А. Синтез законов разрывного управления на основе последовательной совокупности инвариантных многообразий метода АКАР // Мехатроника, автоматизация и управление. 2019. Т. 20, № 8. С. 451–460.
21. Кузьменко А. А. Синергетическое управление нелинейными техническими системами: интегральная адаптация высокого порядка // Сборник научных трудов VIII Всероссийской научной конференции "Системный синтез и прикладная синергетика", 18–20 сентября 2017 г., п. Нижний Архыз, Россия. Ростов-на-Дону: Изд-во ЮФУ, 2017. С. 50–60.
22. Utkin V., Guldner J., Shi J. Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. 2nd ed. Boca Raton, London: CRC Press, Taylor and Francis, 2009. 503 p.
23. Кузьменко А. А., Попов А. Н., Радионов И. А. Нелинейное робастное управление возбуждением синхронного генератора: синергетическая система с переменной структурой // Информатика и системы управления. 2014. № 3(41). С. 130–139.
24. Kuz'menko A. A. Synchronous generator nonlinear excitation system: synergetic sliding mode control // Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON-2015), Russia, Omsk, 21–23 May 2015.
25. Кузьменко А. А. Интегральная адаптация высокого порядка в задачах синтеза нелинейных систем управления // Информатика и системы управления. 2018. № 1(55). С. 142–153.
26. Кузьменко А. А., Синицын А. С. Использование принципа интегральной адаптации для повышения устойчивости системы возбуждения синхронного генератора // Технологии технической безопасности. 2013. № 3(49). С. 8–13.
27. Kuz'menko A. A., Synitsyn A. S., Zyiryanova A. A. The use of integral adaptation principle to increase the reliability of synchronous generator nonlinear excitation system // Proceedings of 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), Russia, St. Petersburg, 06–08 October 2014. P. 415–420.
28. Кузьменко А. А., Синицын А. С., Колесниченко Д. А. Принцип интегральной адаптации в задаче адаптивного управления системой "гидротурбина — синхронный генератор" // Системы управления и информационные технологии. 2014. Т. 56, № 2.1. С. 146–150.
29. Кузьменко А. А. Нелинейный синтез закона адаптивного управления частотой вращения гидротурбины: интегральная адаптация // Известия вузов. Проблемы энергетики. 2015. № 1–2. С. 85–94.
30. Kuz'menko A. A., Sinitsyn A. S., Mushenko A. S. The use of integral adaptation principle to increase the reliability of "DFIG-wind turbine" power system // Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON-2017), Kazakhstan, Astana, 29–30 June 2017.

Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor: Synergetic Approach

A. A. Kuz'menko, aakuzmenko@sfnu.ru,

Southern Federal University, Taganrog city, 347922, Russian Federation

Corresponding author: Kuz'menko Andrey A., Ph.D., Southern Federal University, Taganrog city, 347922, Russian Federation, e-mail: aakuzmenko@sfnu.ru

Accepted on March 18, 2020

Abstract

Permanent magnet synchronous motors (PMSM) are widely used in practice due to its high-energy efficiency, compactness, reliability and high regulation performance. When controlling a PMSM rotor speed, the main control principle is the principle of cascade control with PI-regulators, which includes an external control loop for speed and two internal loops for stator currents along the (d, q)-axes. There are attempts to eliminate the disadvantages of this principle using for the control laws synthesis of modern methods of nonlinear control such methods as linearization feedback, backstepping, predictive control, sliding mode control, methods of robust and adaptive control, fuzzy and neural network control, a combination of these methods etc. However, in most cases, the use of these methods are intended to by means of an appropriate method to synthesize a static or dynamic set points for the standard PI-controllers of rotor speed and currents. In this paper we propose to consider two approaches of synergetic control theory (SCT) to construct a robust control law of PMSM: a sliding mode control laws design by the SCT method with subsequent invariant manifolds aggregation and the principle of integral adaptation (PIA). These approaches implement vector control and are not guided by the standard structure of the principle of cascade regulation of PMSM. The proposed approaches simplify the stability analysis of the closed-loop system: stability conditions consist of stability conditions of functional equations of SCT and the stability conditions for finish decomposed system, which the dimension is substantially less than the dimension of the original system. From the results of the comparisons of synthesized the PMSM robust control laws, we can say that more preferable laws synthesized in accordance with the PIA. The theoretical positions of this paper are illustrated by the results of modeling, which are showing the fulfillment of the control tasks: the achievement of targets, robustness to the change of the PMSM load moment.

Keywords: nonlinear systems, control systems, robustness, system synthesis, sliding mode control, sliding surface, synergetic control theory, ADAR method, integral adaptation, permanent magnet synchronous motor

Acknowledgements: The reported study was funded by the Russian Foundation for Basic Research (RFBR) according to the research project № № 19-08-00366.

For citation:

Kuz'menko A. A. Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor: Synergetic Approach, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2020, vol. 21, no. 8, pp. 480–488.

DOI: 10.17587/mau.21.480-488

References

1. **Krishnan R.** Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control, New Jersey, Prentice-Hall, 2001, 626 p.
2. **Kovsharov A. N.** Selection of control system for high-speed synchronous motor with permanent magnets, *Voprosy jelectromekhaniki. Trudy VNIIEJem*, 2013, vol. 137, pp. 3–6 (in Russian).
3. **Guljaev I. V., Volkov A. V., Popov A. A., Bobrov M. A.** Vector control of permanent magnet synchronous motor, *Nauchno-tekhnicheskij vestnik Povolzh'ja*, 2015, vol. 5, pp. 187–190 (in Russian).
4. **Michurin R. A.** Simulation of a permanent-magnet synchronous motor operation in environment Simulink, *Jelektronnye informacionnye sistemy*, 2017, no. 3 (14), pp. 23–32 (in Russian).
5. **Kim K.-H., Jeung Y.-C., Lee D.-C. et al.** LVRT scheme of PMSG wind power systems based on feedback linearization, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, vol. 27, iss. 5, pp. 2376–2384.
6. **Zhou J., Wang Y.** Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor, *IEEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2002, vol. 149, iss. 2, pp. 165–172.
7. **Rodriguez J., Cortes P.** Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. Wiley Online Library, 2012. 230 p., available at: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/9781119941446>.
8. **Li S., Zong K., Liu H.** A composite speed controller based on a second-order model of permanent magnet synchronous motor system, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 2011, vol. 33, iss. 5, pp. 522–541.
9. **Sun L., Zhang X., Sun L., Zhao K.** Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 28, iss. 3, pp. 1358–1365.
10. **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 Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54, iss. 4, pp. 1981–1988.
11. **Baik I.-C., Kim K.-H., Youn M.-J.** Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2000, vol. 8, iss. 1, pp. 47–54.
12. **Li S., Liu Z.** Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, iss. 8, pp. 3050–3059.
13. **Kung Y.-S., Tsai M.-H.** FPGA-based speed control IC for PMSM drive with adaptive fuzzy control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 22, iss. 6, pp. 2476–2486.
14. **Chaoui H., Sicard P.** Adaptive fuzzy logic control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear friction, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 59, iss. 2, pp. 1123–1133.
15. **Chumack A. S., Danilova M. G.** Synchronous electric drive of burning kiln with adaptive controller base on Takagi–Sugeno fuzzy algorithm, *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2012, vol. 8, no. 5, pp. 105–107 (in Russian).
16. **Yu J., Shi P., Dong W. et al.** Neural network-based adaptive dynamic surface control for permanent magnet synchronous motors, *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2015, vol. 26, iss. 3, pp. 640–645.
17. **Bobtsov A., Nikolaev N., Pyrkina A., Slita O., Titova Ye.** Rotor Position, Speed and Flux Observers for Permanent Magnet Synchronous Motors, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 2, pp. 75–79 (in Russian).
18. **Kolesnikov A. A.** Synergetic control theory, Moscow, Jenergoatomizdat, 1994, 344 p. (in Russian).
19. **Kolesnikov A. A.** Synergetic methods of complex systems control: theory of system synthesis, 2nd ed. Moscow, Librokom, 2012, 240 p. (in Russian).
20. **Kolesnikov A. A., Kuz'menko A. A.** Sliding Mode Control Laws Design by the ADAR Method with Subsequent Invariant Manifolds Aggregation, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2019, vol. 20, no. 8, pp. 451–460 (in Russian).
21. **Kuz'menko A. A.** Synergetic control of nonlinear technical systems: high-order integral adaptation, *Proceedings of VIII Russian conference "Systems synthesis and applied synergetics"*, 18–20 September 2017, p. Nizhnij Arhyz, Russia, Rostov-on-Don, SFU publ., 2017, pp. 50–60 (in Russian).
22. **Utkin V., Guldner J., Shi J.** Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, 2nd ed. Boca Raton, London, CRC Press, Taylor and Francis, 2009. 503 p.
23. **Kuz'menko A. A., Popov A. N., Radionov I. A.** Nonlinear robust control of synchronous generator's excitation system: synergetic system with sliding mode control. *Informatika i sistemy upravleniya*, 2014, no. 3(41), pp. 130–139 (in Russian).
24. **Kuz'menko A. A.** Synchronous generator nonlinear excitation system: synergetic sliding mode control, *Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON-2015)*, Russia, Omsk, 21–23 May 2015.
25. **Kuz'menko A. A.** High-order integral adaptation in the problems of nonlinear control synthesis, *Informatika i sistemy upravleniya*, 2018, no. 1 (55), pp. 142–153 (in Russian).
26. **Kuz'menko A. A., Synitsin A. S.** Using the principle of integral adaptation to increase the robustness of the synchronous generator excitation system, *Tehnologii tehnosfernoj bezopasnosti*, 2013, no. 3(49), pp. 8–13 (in Russian).
27. **Kuz'menko A. A., Synitsin A. S., Zyryanova A. A.** The use of integral adaptation principle to increase the reliability of synchronous generator nonlinear excitation system, *Proceedings of 6th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT)*, Russia, St. Petersburg, 06–08 October 2014, p. 415–420.
28. **Kuz'menko A. A., Synitsin A. S., Kolesnichenko D. A.** The principle of integral adaptation in adaptive control system "turbine – synchronous generator", *Sistemy upravleniya i informacionnye tehnologii*, 2014, vol. 56, no. 2.1, pp. 146–150 (in Russian).
29. **Kuz'menko A. A.** Adaptive control law nonlinear synthesis for hydroturbine rotation frequency: principle of integral adaptation, *Izvestiya vuzov. Problemy jenergetiki*, 2015, no. 1–2, pp. 85–94 (in Russian).
30. **Kuz'menko A. A., Sinitsyn A. S., Mushenko A. S.** The use of integral adaptation principle to increase the reliability of "DFIG-wind turbine" power system, *Proceedings of International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON-2017)*, Kazakhstan, Astana, 29–30 June 2017.

Д. Н. Левин, канд. техн. наук, доц., d.n.levin@mail.ru,

Московский авиационный институт, г. Москва,

А. В. Пономаренко, д-р техн. наук, зам. главного конструктора, pon299@inbox.ru,

Ю. П. Цигин, канд. техн. наук, главный специалист, cigin@mail.ru,

Российская самолетостроительная корпорация "МиГ", г. Москва

Автоматизация процессов эргономической экспертизы информационно-управляющего поля кабины перспективного самолета

Рассматриваются вопросы автоматизации процедуры эргономической экспертизы информационно-управляющего поля (ИУП) я кабины перспективного самолета с применением технологий искусственного интеллекта. Сбалансированное сочетание алгоритмов управления самолетом, его комплексом оборудования и вооружением, а также технологий искусственного интеллекта обеспечивает информационную поддержку экипажа самолета. Отмечается актуальность эргономической оценки ИУП кабины на всех стадиях проектирования и эксплуатации самолета.

Описываются особенности эргономической экспертизы ИУП кабины, цели и задачи экспертизы, а также методики проведения экспертизы. Задачами эргономической экспертизы являются контроль и оценка полноты и правильности реализации эргономических требований к проектируемому самолету и обоснование возможных путей совершенствования эргономических характеристик самолета. Проведение эргономической экспертизы является сложной проблемой, включающей системотехнические, эргономические и конструкторские вопросы, в числе которых важное место занимают вопросы выбора структуры ИУП кабины самолета.

Рассматриваются элементы технологии проведения эргономической экспертизы. Перечисляются задачи системы автоматизированной эргономической экспертизы: оценка человеко-машинного взаимодействия, оценка качества информационного обеспечения, регистрация и оценка показателей эргономики кабины (обзор и досягаемость), регистрация и оценка функционального состояния оператора, формализация параметров и формирование интегральной оценки. Система автоматизации эргономической экспертизы объединяет в единый комплекс информационные, технические и программные средства. Отличительной чертой эргономической экспертизы ИУП является априорная неопределенность исходных данных. Модели алгебры нечетких множеств позволяют формализовать процесс принятия решений при проведении эргономической экспертизы.

Обсуждаются вопросы разработки технологии автоматизированной оценки с использованием интегральных показателей, рассматриваются задачи, структура, принципы построения программно-аппаратных средств.

Описывается интегральная эргономическая оценка ИУП кабины методом аналитической иерархии (Analytic Hierarchy Process, АНР). АНР как метод оценки многокритериальных альтернатив достаточно известен и предполагает использование линейной функции полезности. Применение метода осуществляется в несколько этапов: структуризация задачи в виде иерархической структуры, попарное сравнение элементов каждого уровня, вычисление коэффициентов важности для элементов каждого уровня. Отмечается применимость метода в случаях, когда затруднена выдача абсолютных оценок альтернатив по заданным критериям.

Ключевые слова: кабина экипажа, информационно-управляющее поле, рабочее место летчика, эргономическая экспертиза, эргономические требования, эргономические показатели, интегральная оценка

Введение

На современном этапе развития авиационной техники проблема информационного обеспечения экипажа в процессе выполнения полета по-прежнему остается актуальной, особенно в связи с широким внедрением нового поколения бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО) летательных аппаратов (ЛА) [1, 15].

Информационно-управляющая среда БРЭО отвечает принципам:

- аппаратно-функциональной интеграции бортовых цифровых вычислительных систем (БЦВС) и информационных комплексов;
- модульности построения БЦВС на основе единой сети с распределенными ресурсами и высокоскоростными шинами обмена;
- открытости архитектуры;
- унификации аппаратно-программных средств с возможностью адаптации к многофункциональным задачам.

Современные БРЭО с развитой БЦВС общего и специального назначения обеспечивают обработку и обмен данных в каналах [2]:

- систем отображения информации, включая многофункциональные индикаторы (МФИ), коллиматорный индикатор, с предъявлением информации с заданной степенью интеграции в различном виде (графическом, цифровом, буквенном), цвете, временном темпе;
- систем полетного и предполетного контроля БРЭО;
- управления режимом полета с помощью обычных и специальных органов управления (многофункциональных пультов, скомплексированных с аппаратурой БРЭО в технологии HOTAS).

Известно, что по своей структуре, содержанию и форме информационная модель должна соответствовать режиму полета и психофизиологическим возможностям человека [3].

Несмотря на то, что эти требования давно общеизвестны, информационно-управляющее поле (ИУП) кабины современных самолетов с очень сложным БРЭО не соответствуют психофизиологическим возможностям человека по ряду принципиальных моментов [17]:

- остается возможность отказа аппаратных средств БРЭО с последующей потерей экипажем большого количества полетной информации;
- высокий уровень автоматизации приводит к снижению рабочей нагрузки, развитию монотонии экипажа;
- большой объем и абстрактность индуцируемых данных вызывают трудности запоминания и декодирования информации;
- с появлением в составе БРЭО автоматизированных органов управления ИУП возникает традиционный вопрос распределения функций между экипажем и автоматикой.

В последнее время в РФ и США декларируется использование бортовых экспертных систем полета, обеспечивающих анализ текущей информации и выработку инструкций/рекомендаций летчику о целесообразных действиях для случая полностью работоспособного экипажа и ЛА [18].

Сбалансированное сочетание обычных алгоритмов управления и технологии распределенного искусственного интеллекта должно обеспечить информационную поддержку экипажей ЛА в штатных и, особенно, в нештат-

ных ситуациях. Нештатные ситуации могут возникать в силу разных причин:

- сложившиеся боевые условия значительно отличаются от заданных в полетном задании;
- непредвиденная угроза (внешняя, внутренняя) заставляет экипаж пересмотреть первоначальную задачу;
- в результате отказа подсистем БРЭО необходимо внести изменения в боевую задачу;
- летчик перегружен некоррелированными или противоречивыми данными и испытывает информационный стресс.

В этом контексте ретроспективные данные говорят о существенном возрастании числа работ, направленных на теоретическое обоснование принципов рационального взаимодействия экипажа ЛА с ИУП в условиях быстроменяющейся обстановки.

Таким образом, для сложных антропоцентрических объектов задача эргономической оценки ИУП кабин остается актуальной на всех стадиях проектирования и эксплуатации ЛА.

Постановка задачи автоматизации эргономической экспертизы ИУП

В системе эргономического обеспечения создаваемых образцов авиационной техники особое место занимает эргономическая экспертиза (ЭЭ). Она представляет собой комплекс научно-технических и организационно-методических мероприятий по оценке степени соответствия эргономических характеристик ИУП кабин ЛА эргономическим требованиям.

Целью ЭЭ является повышение качества и эффективности образцов авиационной техники путем контроля реализации эргономических требований, основанных на рациональном учете характеристик оператора, технических средств деятельности и факторов среды.

Типовая программа ЭЭ — это организационно-методический документ, разработанный для оценки ИУП кабин ЛА и устанавливающий в обобщенном виде цели испытаний, виды и перечень проводимых проверок и их последовательность, условия проведения испытаний и отчетность по ним.

Эргономической экспертизе подвергается кабина экипажа для выбора групп эргономических требований.

Основными задачами ЭЭ являются:

- контроль и оценка полноты и правильности реализации эргономических требований,

заданных в нормативной документации по эргономике и установленных в тактико-техническом задании на образец;

- обоснование возможных путей совершенствования эргономических характеристик образца.

В процессе ЭЭ кабины экипажа, в том числе, оценивают:

- распределение функций между экипажем и техническими средствами автоматизации;
- состав и параметры информационных моделей;
- алгоритмы деятельности экипажа.

Формализация различных эргономических показателей позволяет перейти к получению интегральной эргономической оценки [14, 15, 20].

Таким образом, проведение ЭЭ является сложной проблемой, включающей ряд системно-технических, эргономических, конструкторских вопросов, среди которых важное место занимают вопросы выбора структуры ИУП кабины.

Методика ЭЭ ИУП строится на положениях системного анализа, психологической теории предметной деятельности, которые требуют воспроизведения основных внешних условий деятельности, а именно ее составляющих: мотива, цели, концептуальной модели и информационной среды.

В методиках ЭЭ устанавливают:

- порядок оценки представленных вариантов;
- процедуры проведения измерений, контроля количественных эргономических характеристик и оценки достоверности результатов контроля;
- порядок принятия решений по результатам ЭЭ (ключевой момент методики ЭЭ ИУП).

Существующие методики ЭЭ ИУП имеют очевидные недостатки:

- ЭЭ ИУП охватывает не все этапы жизненного цикла создаваемого образца;
- этапы ЭЭ ИУП методологически, информационно, инструментально слабо взаимосвязаны;
- отсутствует автоматизация ЭЭ ИУП (особенно на ранних стадиях);
- отсутствуют формализованные методы принятия решений по результатам ЭЭ.

Процесс принятия решения не является одномоментным актом [4, 5]. Обычно в нем выделяют три этапа: поиск информации, построение множества вариантов и выбор лучшего варианта. Из трех этапов наибольшее внимание традиционно уделяется последнему этапу. При-

знавая важность поиска информации и формирования вариантов, отметим, что эти этапы чаще всего не формализованы.

С одной стороны, достоверность и полнота информации определяют число вариантов. С другой стороны, выделение малого числа вариантов из неопределенного числа возможных на втором этапе требует всестороннего анализа данных в виде итеративного процесса. Тогда, как следствие, на третьем этапе возможно формальное сравнение лишь малого числа вариантов, сформулированных в явном виде.

Такое представление о процессе принятия решений в процедуре ЭЭ определяет необходимость разработки системы (технологии) поддержки принятия решений в многокритериальной задаче оценки ИУП.

Создание и внедрение новой технологии может значительно повысить эффективность принимаемых решений.

Методы разработки технологии автоматизированной ЭЭ ИУП

Система автоматизированной ЭЭ ИУП кабины самолета предназначена для выполнения следующих задач:

- оценки человеко-машинного взаимодействия, качества информационного обеспечения;
- регистрации и оценки показателей эргономического облика кабины (обзор и досягаемость), включая геометрию рабочего места летчика (членов экипажа);
- регистрации и оценки показателей функционального состояния: сердечнососудистой системы, направления взгляда, уровня функциональных резервов;
- получения достоверно обоснованного материала для формирования и выработки инженерно-технических решений по формированию и отработке облика кабины экипажа и логик взаимодействия экипажа с бортовым оборудованием;
- формирования интегральной оценки ИУП в процессе ЭЭ с помощью комплекса программно-аппаратных модулей.

Данная технология материализуется в виде системы автоматизации ЭЭ ИУП, которая объединяет в единый комплекс информационные, программные и технические средства [7, 8]. Рассмотрим основные элементы технологии автоматизированной ЭЭ ИУП.

Отличительная черта ЭЭ ИУП состоит в априорной неопределенности (расплывчатости) исходных данных [9].

Модели алгебры нечетких множеств позволяют в широком смысле формализовать процесс принятия решений в ЭЭ. Процесс ЭЭ в терминологии теории принятия решений можно представить совокупностью

$$\langle X, C, T, G \rangle,$$

где $X = \{x\}$ — множество вариантов ИУП;

$C = \{c\}$ — расплывчатые множества характеристик ИУП;

$T = \{t\}$ — расплывчатые множества требований к ИУП технического характера;

$G = \{g\}$ — расплывчатые множества требований к ИУП эргономического характера.

Расплывчатое множество c определим функцией принадлежности $\mu_c : x \rightarrow [0, 1]$; расплывчатое множество t — функцией принадлежности $\mu_t : x \rightarrow [0, 1]$; расплывчатое множество g — функцией принадлежности $\mu_g : x \rightarrow [0, 1]$.

Если информацию о реальной ситуации, на основе которой сравниваются разные альтернативы, можно задать в форме функций принадлежности нечетким множествам, то получаем задачу нечеткого математического программирования [10] (выбор наилучшей структуры ИУП — построения расплывчатого множества D с функцией принадлежности μ_D):

$$\mu_D = (\mu_c(x), \mu_t(x), \mu_g(x)) \rightarrow \max.$$

Однако подобный способ описания информации возможен не всегда. Возможность формального применения критериев зависит от достоверности, полноты, корректности представленных функциональных зависимостей (в виде функций принадлежности).

В практическом плане для решения задачи многокритериальной оптимизации ее необходимо регуляризовать [11], т.е. трансформировать на основе привлечения дополнительной, внешней информации, по отношению к исходной задаче. Носителем такой информации при решении задач многокритериальной оптимизации является человек или группа людей — лицо, принимающее решение (ЛПР) или эксперты.

ЛПР (эксперты) непосредственно, на основе эвристических соображений выбирают из области компромиссов единственное реше-

ние, или реализуют некоторую многоэтапную процедуру выбора, или формируют некоторые формальные правила выбора [11, 12].

В последнее время для выявления предпочтений ЛПР разрабатываются человеко-машинные (интерактивные, диалоговые) процедуры решения задач многокритериальной оптимизации с использованием современных информационных технологий [13].

Считая, что ЭЭ ИУП является целенаправленным процессом, представим технологию оценки в виде отдельных этапов (уровней).

На начальном этапе P_0 (уровне функциональных спецификаций) определяются требования к ИУП для всех режимов полета, при различных условиях внешней обстановки. Составляются функциональные спецификации, которые детализируются в виде формального описания (эскиза) ИУП. Этот этап носит в основном аналитический характер.

На следующем (инфологическом) уровне (P_1) на основании функциональных спецификаций проводится процедура экспертных оценок информационной модели и человеко-машинного интерфейса при работе с ИУП. На этом этапе решаются вопросы обработки мнений экспертов в среде универсальной ПЭВМ.

Назовем процедурой экспертной оценки пару

$$P_1 = \langle PR, A \rangle,$$

где $PR = \{pr\}$ — множество вопросов, изложенных в анкетах оценки ИУП;

$A = \{a\}$ — множество экспертных оценок, реализующих отношение соответствия между элементами множества PR и формализованным мнением экспертов в диалоговом интерфейсе.

На третьем (концептуальном) уровне ЭЭ (P_2) с использованием макета кабины самолета проводится оценка геометрических, светотехнических характеристик, условий внутрикабинного и внекабинного обзора, досягаемости органов управления ИУП кабины в статическом режиме в операционной среде универсальных вычислительных комплексов. Процедура ЭЭ ИУП на этом уровне идентифицируется тройкой

$$P_2 = \langle GC, M, W \rangle,$$

где $M = \{m\}$ — множество алгоритмов измерений, реализующих отношение соответствия

между элементами множества GC (элементов ИУП) и множеством W результатов обработки данных измерений. Не детализируя характер этих задач, будем предполагать, что их совокупность определяет некоторое отношение, которое определяет порядок измерения элементов ИУП в функции времени

$$w_t : GC_1 \rightarrow GC_2 \rightarrow \dots \rightarrow GC_t \rightarrow \dots GC_m,$$

где m — число процедур измерения элементов ИУП для выбранной методики ЭЭ.

На четвертом уровне ЭЭ (P_3) (уровне эксперимента) проводится оценка алгоритмов, структуры деятельности, загруженности, резервов внимания операторов при работе с ИУП в реальном масштабе времени. В этом случае процедура ЭЭ может быть представлена в виде

$$P_3 = \langle X, U, V \rangle,$$

где $U = \{u\}$ — множество алгоритмов оценки показателей деятельности оператора при взаимодействии с ИУП;

$V = \{v\}$ — множество психофизиологических показателей (включающих характеристики качества выполнения полетного задания, характеристики функционирования сердечно-сосудистой системы, трекинга взгляда, уровня функциональных резервов, интегральных показателей ЭЭ), реализующих отношение соответствия между элементами множества X (вариантов ИУП) и элементами множества V .

Таким образом, предложенная технология автоматизации ЭЭ охватывает весь процесс ЭЭ ИУП (от формального описания целей и задач до оценки деятельности оператора в реальном времени на стенде моделирования) и связана с тройкой отображений:

$$Z = (Z_1, Z_2, Z_3),$$

где

$$\begin{aligned} Z_1 : P_0 &\rightarrow P_1; \\ Z_2 : P_1 &\rightarrow P_2; \\ Z_3 : P_2 &\rightarrow P_3. \end{aligned}$$

Применение автоматизированной ЭЭ для интегральной оценки вариантов ИУП

Разнообразие диалоговых процедур многокритериальной оптимизации в значительной

степени обусловлено множеством различных видов дополнительной информации от ЛПР.

С практической точки зрения для данной предметной области (многокритериальный выбор на множестве альтернатив-вариантов ИУП) наряду с методами последовательной оптимизации [6] интересен метод аналитической иерархии (*Analytic Hierarchy Process, AHP*) [11, 12, 19]. Данный метод оценки многокритериальных альтернатив достаточно известен и предполагает использование линейной функции полезности. Подход в виде АНР состоит из совокупности этапов.

1. Структуризация задачи в виде иерархической структуры с несколькими уровнями: цели — критерии — альтернативы.

С формальной точки зрения глобальная цель детализирована. Сформулированы n конкурирующих конечных вариантов: $\{S_i\} = \{S_1, S_2, \dots, S_m\}$, и m частных критериев, построено соответствие им в виде множества критериев $\{K_j\} = \{K_1, K_2, \dots, K_m\}$ (не всегда согласованных между собой и противоречивых). Определены шкалы X_i каждого из критериев K_i : построено отображение оценок критериев E_m . Заметим, что при выполнении этих действий нами используется некоторая информация о предпочтениях ЛПР при формировании множества целей и критериев, при построении шкал критериев).

2. Попарное сравнение элементов каждого уровня ЛПР (экспертами).

На последующем шаге решения этой задачи на основе различного рода дополнительной информации о предпочтениях ЛПР (типа "критерий K_i важнее критерия K_j " либо "критерий K_i равноправен с критерием K_j ") на множестве критериев $\{K_j\}$ строится отношение сравнимости критериев по важности S .

В АНР при попарных сравнениях в распоряжение ЛПР (экспертов) дается шкала словесных определений уровня важности, причем каждому уровню ставится в соответствие число (см. таблицу).

Шкала относительной важности

Уровень важности	Количественное значение
Равная важность	1
Умеренное превосходство	3
Существенное или сильное превосходство	5
Значительное (большое) превосходство	7
Очень большое превосходство	9

3. Вычисление коэффициентов важности для элементов каждого уровня. Проверка согласованности суждений ЛПР.

На основе понятия сравнимости критериев по важности выводится правило T , позволяющее по конкретной структуре $\langle S, K \rangle$ установить конкретную структуру отношения предпочтения $R(K, T)$ в пространстве оценок критериев E_m , а затем его сужения R на $X \subset E_m$.

4. Подсчет количественной оценки качества альтернатив. Выбор лучшей альтернативы.

Синтез полученных коэффициентов важности осуществляется по формуле

$$S_i = \sum_{j=1}^N (V_{ji})W_j,$$

где S_i — показатель качества j -го варианта; W_i — вес i -го критерия; V_{ji} — важность j -го варианта по i -му критерию.

Достоинством метода АНР, привлекающим внимание многих специалистов, является направленность на сравнение реальных вариантов.

Отметим, что метод АНР может применяться и в тех случаях, когда эксперты (или ЛПР) не могут дать абсолютные оценки вариантов по критериям, а пользуются более "слабыми" сравнительными измерениями. В практическом плане отмечается:

- простота попарных сравнений, привычность процедуры для ЛПР;
- отсутствие непосредственной оценки вариантов;
- поддержка как количественных, так и качественных параметров;
- проверка согласованности суждений.

Рассмотрим возможность применения метода аналитической иерархии для многокритериального выбора рациональной структуры ИУП кабины ЛА. Структура ИУП может включать несколько рабочих вариантов. Необходимо по результатам данных ЭЭ определить наилучший.

♦ *Множество конкурирующих структур*

$$\{S_j\} = \{S_1, S_2, S_3\},$$

где S_1, S_2, S_3 имеют следующий смысл:

S_1 — структура ИУП в исполнении с двумя МФИ;

S_2 — структура ИУП в исполнении с тремя МФИ;

S_3 — структура ИУП в исполнении с одним МФИ.

♦ *Совокупность частных критериев*

$$\{K_j\} = \{K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6, K_7, K_8\},$$

где $K_1, \dots, K_8$ имеют следующий смысл:

K_1 — показатель качества выполнения полетного задания;

K_2 — показатель загрузки оператора;

K_3 — обобщенный показатель обзора и досягаемости кабины;

K_4 — обобщенный экспертная оценка информационной модели;

K_5 — обобщенный экспертная оценка человеко-машинного интерфейса;

K_6 — обобщенный психофизиологический показатель;

K_7 — обобщенный показатель резерва внимания;

K_8 — обобщенный показатель маршрута перемещения взгляда.

Дальнейший расчет интегральных оценок по алгоритму, представленному выше, позволяет выбрать наилучший вариант ИУП.

Данный комплекс обеспечивает поддержку принятия решений по всему жизненному циклу ЭЭ.

Заключение

Применением предложенной технологии автоматизированной ЭЭ ИУП достигается методическое, информационное, программное единство по всем жизненным циклам создания ЛА.

Эффективность данного подхода проявляется в существенном снижении материально-временных затрат на создание ИУП за счет:

- автоматизации процесса ЭЭ;
- обеспечения единого организационно-методического руководства ЭЭ;
- оптимизации структурного построения программно-аппаратных средств;
- устранения ошибочных проектных решений на ранних стадиях проектирования.

Список литературы

1. Федосов Е. А., Косьянчук В. В., Сельвесюк Н. И. Интегрированная модульная авионика // Радиоэлектронные технологии. 2015. № 1. С. 66–71.
2. Чуянов Г. А., Косьянчук В. В., Сельвесюк Н. И. Перспективы развития комплексов бортового оборудования на базе интегрированной модульной авионики // Известия ЮФУ. 2013. № 3. С. 55–62.

3. Пономаренко В. А. Практическая психология. М.: Наука, 1995. 287 с.
4. Искусственный интеллект. Кн. 1. Системы общения и экспертные системы: Справочник / Под ред. Э. В. Попова. М.: Радио и связь, 1990. 464 с.
5. Денисов А. А. Современные проблемы системного анализа: Информационные основы. СПб.: Изд-во СПбГТУ, 2005. 295 с.
6. Гриф М. Г., Цой Е. Б. Автоматизация проектирования процессов функционирования человеко-машинных систем на основе метода последовательной оптимизации. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. 264 с.
7. Кукушкин Ю. А., Козловский Э. А., Грудзинский А. В., Пономаренко А. В., Цигин Ю. П. Оценка нервно-эмоционального напряжения оператора в процессе профессиональной подготовки // Безопасность жизнедеятельности. 2007. № 2. С. 2—5.
8. Кукушкин Ю. А., Козловский Э. А., Пономаренко А. В., Цигин Ю. П., Страшнов С. Б. Технология автоматизированного оценивания резервов внимания летчика в процессе подготовки на авиационном тренажере // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 2. С. 14—19.
9. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию проблемных решений. М.: Мир, 1976.
10. Рыков А. С., Оразбаев Б. Б. Системный анализ. Задачи и методы принятия решений. Многокритериальный нечеткий выбор. М.: Изд. МИСиС, 1995.
11. Крючковский В. В., Петров Э. Г., Соколова Н. А., Ходаков В. Е. Введение в нормативную теорию принятия решений. Херсон: Гринь Д. С., 2013. 284 с.
12. Ларичев О. И. Теория и методы принятия решений. М.: ЛОГОС, 2002. 392 с.
13. Искусственный интеллект. Кн. 3. Программные и аппаратные средства: Справочник / Под ред. В. Н. Захарова, В. Ф. Хорошевского. М.: Радио и связь, 1990. 368 с.
14. Левин Д. Н. Интегральная оценка кабины экипажа перспективного самолета // Полет. 2017. № 11—12.
15. Левин Д. Н. Проведение интегральной эргономической оценки рабочего места летчика перспективного авиационного комплекса на моделирующих стендах // Труды III Международной конференции "Человеческий фактор в сложных технических системах и средах" (Эрго-2018) (Россия, Санкт-Петербург, 4—7 июля 2018 г.).
16. F-16 A/B Mid-Life Update Production Tape M3 The Pilot, a Guide 2004 by Lockheed Martin Corporation.
17. Wicks M. C., Baldigo W. J. Expert System CFAR: Algorithm Development, Experimental Demonstration, and Transition Airborne Radar Systems // IEEE A&S Systems Magazine / September 2017. P. 40—47.
18. Zheltov S. Yu., Fedunov B. E. Operational Goal-Setting in Anthropocentric objects from the Viewpoint of the Conceptual Model called Etap: I. Structures of Algorithms for the Support of Crew Decision-Making // J. Comput. Syst. Sci. 2015. Vol. 54. No. 3. P. 384—398.
19. Vargas R. V. Using the analytic hierarchy process (ahp) to select and prioritize projects in a portfolio. PMI Global Congress 2010—North America, Washington, Project Management Institute.
20. Levin D. N., Grif M. G. Formalization of Ergonomic Indicators During Research Data-Control Field of the Aircraft Cockpit // 2019 Modern Safety Technologies in Transportation (MOSATT), Kosice, Slovakia. 2019. P. 94—97.

Automation of Ergonomic Expertise of the Information Management and Cockpit Management of a Promising Aircraft

D. N. Levin, d.n.levin@mail.ru,

Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russian Federation

A. V. Ponomarenko, pon299@inbox.ru, Y. P. Tsigin, cigin@mail.ru,

Russian Aircraft Corporation "MiG", Moscow, Russian Federation

*Corresponding author: Levin D. N., Cand. of Tech. Sc., Associate Professor,
Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russian Federation,
e-mail: vvsl50747@mail.ru*

Accepted on March 16, 2020

The article deals with the automation of the ergonomic examination procedure (EE) of the Data-Control Field (DCF) of the cockpit of promising combat aircraft using artificial intelligence technologies. A balanced combination of aircraft control algorithms, its complex of on-board equipment and weapons, as well as artificial intelligence technologies provides information support for the aircraft crew. The relevance of the ergonomic assessment of DCF at all stages of the aircraft designing and operation is noted. The features of the EE of the DCF of cockpit, goals and objectives, as well as methods of examination are described. EE are monitoring and evaluating the completeness and correctness of the implementation of ergonomic requirements for the designed aircraft and substantiating possible ways to improve the ergonomic characteristics of the aircraft. EE includes systemic and design issues, among which the important issues are the choice of DCF structure. EE technology elements are considered. The tasks of the automated EE system are listed: the assessment of human-machine interaction, quality of information support, the registration and assessment of cockpit geometric characteristics (visibility and reach) and operator's functional state, formalization of parameters and the formation of an integral assessment. The system combines information, hardware and software into a single complex. A distinctive feature of the DCF EE is the a priori uncertainty of the source data. Models of the algebra of fuzzy sets allow to formalize the decision-making process during the EE. The integral assessment by the Analytic Hierarchy Process (AHP) method is described. AHP as a method for evaluating multicriteria alternatives is well known. The applicability of the method is noted in cases where the issuance of absolute estimates of alternatives by given criteria is difficult.

Keywords: crew cockpit, information management field, pilot's workplace, ergonomic expertise, ergonomic requirements, ergonomics, integrated assessment

For citation:

Levin D. N., Ponomarenko A. V., Tsigin Y. P. Automation of Ergonomic Expertise of the Information Management and Cockpit Management of a Promising Aircraft, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2020, vol. 21, no. 8, pp. 489–496.

DOI: 10.17587/mau.21.489-496

References

1. **Fedosov E. A., Kos'yanchuk V. V., Sel'vesyuk N. I.** Integrated Modular Avionics, *Radioelektronnye tekhnologii*, 2015, no. 1, pp. 66–71 (in Russian).
2. **Chuyanov G. A., Kos'yanchuk V. V., Sel'vesyuk N. I.** Prospects of the on-board equipment complex development on the basis of the integrated-bath modular avionics, *Izvestiya YuFU*, 2013, no. 3, pp. 55–62 (in Russian).
3. **Ponomarenko V. A.** Practical psychology, Moscow, Science, 1995, 287 p. (in Russian).
4. **Artificial Intelligence.** Book 1. Communication systems and expert systems: Handbook, ed. by E. V. Popova, Moscow, Radio i Svyaz', 1990, 464 p. (in Russian).
5. **Denisov A. A.** Modern problems of the system analysis: Information bases, St. Petersburg, Publishing house of SPbGTU, 2005, 295 p. (in Russian).
6. **Grif M. G., Tsoy E. B.** Automation of designing processes of functioning of human-machine systems based on the method of sequential optimization, Novosibirsk, Publishing house of NGTU, 2005 (in Russian).
7. **Kukushkin Yu. A., Kozlovskiy E. A., Grudzinskiy A. V., Ponomarenko A. V., Tsigin Yu. P.** Assessment of the nervous and emotional tension of the operator in the process of professional training, *Bezopasnost' zhiznedeyatel'nosti*, 2007, no. 2, pp. 5–9 (in Russian).
8. **Kukushkin Yu. A., Kozlovskiy E. A., Ponomarenko A. V., Tsigin Yu. P., Stramnov S. B.** Technology of the automated estimation of the pilot's attention reserves in the process of preparation on the aircraft simulator, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2007, no. 2, pp. 14–19 (in Russian).
9. **Zadeh L.** Concept of linguistic variable and its application to the adoption of problem solutions, Moscow, Mir, 1976 (in Russian).
10. **Rykov A. S., Orazbaev B. B.** System analysis. Tasks and methods of decision making. Multi-criteria fuzzy choice, Moscow, Publishing house of MISiS, 1995 (in Russian).
11. **Kryuchkovskiy V. V., Petrov E. G., Sokolova N. A., Khodakov V. E.** Introduction to the normative theory of decision-making, Kherson, Grin' D. S., 2013, 284 p. (in Russian).
12. **Larichev O. I.** Theory and methods of decision making, Moscow, 2002, 392 p. (in Russian).
13. **Artificial Intelligence, Book 3.** Software and hardware: Handbook, Edited by V. N. Zakharov, V. F. Khoroshevsky, Moscow, Radio i Svyaz', 1990, 368 p. (in Russian).
14. **Levin D. N.** Integral assessment of the cockpit of the prospective aircraft, *Polet*, 2017, no. 11–12 (in Russian).
15. **Levin D. N.** Integral ergonomic evaluation of the pilot's workplace of a promising aviation complex on modeling stands, *Proceedings of the III International Conference "The Human Factor in Complex Technical Systems and Environments" (Ergo-2018)*, Russia, St. Petersburg, July 4–7, 2018 (in Russian).
16. **F-16 A/B Mid-Life Update Production Tape M3 The Pilot,** a Guide 2004 by Lockheed Martin Corporation.
17. **Wicks M. C., Baldigo W. J.** Expert System CFAR: Algorithm Development, Experimental Demonstration, and Transition Airborne Radar Systems. *IEEE&Systems Magazine* / September 2017, pp. 40–47.
18. **Zhel'tov S. Yu., Fedunov B. E.** Operational Goal-Setting in Anthropocentric objects from the Viewpoint of the Conceptual Model called Etap: I. Structures of Algorithms for the Support of Crew Decision-Making, *J. Comput. Syst. Sci.*, 2015, vol. 54, no. 3, pp. 384–398.
19. **Vargas R. V.** Using the analytic hierarchy process (ahp) to select and prioritize projects in a portfolio, *PMI Global Congress 2010—North America*, Washington, Project Management Institute.
20. **Levin D. N., Grif M. G.** Formalization of Ergonomic Indicators During Research Data-Control Field of the Aircraft Cockpit, *2019 Modern Safety Technologies in Transportation (MOSATT)*, Kosice, Slovakia, 2019, pp. 94–97.

Издательство "НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ"

107076, Москва, Стромнинский пер., 4

Телефон редакции журнала: **(499) 269-5510, (499) 269-5397**

Технический редактор *Е. В. Конова*. Корректор *М. Ю. Безменова*.

Сдано в набор 24.05.2020. Подписано в печать 13.07.2020. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН820. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02

Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Оригинал-макет ООО "Авансд солишнз". Отпечатано в ООО "Авансд солишнз".
119071, г. Москва, Ленинский пр-т, д. 19, стр. 1. Сайт: **www.aov.ru**