

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 4 (157)

апрель

2014

Редакционный совет:

АЛИЕВ Т. А., акад. НАНА, проф.
АНШАКОВ Г. П., чл.-корр. РАН, проф.
БОЛОТНИК Н. Н., чл.-корр. РАН, проф.
ВАСИЛЬЕВ С. Н., акад. РАН, проф.
КАЛЯЕВ И. А., чл.-корр. РАН, проф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г., чл.-корр. НАНБ, проф.
КУЗНЕЦОВ Н. А., акад. РАН, проф.
ЛЕОНОВ Г. А., чл.-корр. РАН, проф.
МАТВЕЕНКО А. М., акад. РАН, проф.
МИКРИН Е. А., акад. РАН, проф.
ПЕШЕХОНОВ В. Г., акад. РАН, проф.
РЕЗЧИКОВ А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
СЕБРЯКОВ Г. Г., чл.-корр. РАН, проф.
СИГОВ А. С., акад. РАН, проф.
СИРОТКИН О. С., чл.-корр. РАН, проф.
СОЙФЕР В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОВЬЕВ В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М., чл.-корр. РАН, проф.
ФЕДОРОВ И. Б., акад. РАН, проф.
ЧЕНЦОВ А. Г., чл.-корр. РАН, проф.
ЧЕРНОУСЬКО Ф. Л., акад. РАН, проф.
ШЕРБАТЮК А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
ЮСУПОВ Р. М., чл.-корр. РАН, проф.

Главный редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б., д. т. н., с. н. с.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В., д. т. н., проф.
ПУТОВ В. В., д. т. н., проф.
ЮШЕНКО А. С., д. т. н., проф.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В., д. ф.-м. н., проф.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М., д. т. н., проф.
БУКОВ В. Н., д. т. н., проф.
ВИТТИХ В. А., д. т. н., проф.
ВОСТРИКОВ А. С., д. т. н., проф.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г., д. т. н., проф.
ИВЧЕНКО В. Д., д. т. н., проф.
ИЛЬЯСОВ Б. Г., д. т. н., проф.
КОЛОСОВ О. С., д. т. н., проф.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф., д. т. н., проф.
КУЗЬМИН Н. Н., к. т. н., доц.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н., д. т. н., проф.
ЛОХИН В. М., д. т. н., проф.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е., д. ф.-м. н., проф.
ПРОХОРОВ Н. Л., д. т. н., проф.
ПШИХОПОВ В. Х., д. т. н., проф.
РАПОПОРТ Э. Я., д. т. н., проф.
СЕРГЕЕВ С. Ф., д. пс., с. н. с.
ТИМОФЕЕВ А. В., д. т. н., проф.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф., д. т. н., проф.
ФРАДКОВ А. Л., д. т. н., проф.
ФУРСОВ В. А., д. т. н., проф.
ШАЛОБАЕВ Е. В., к. т. н., доц.
ЮРЕВИЧ Е. И., д. т. н., проф.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Гайдук А. Р., Плаксиенко Е. А.** Условия реализуемости передаточных функций системой с частично заданной структурой 3
- Ахметсафин Р. Д., Ахметсафина Р. З.** Вычислительные затраты пошаговых методов поиска при идентификации регрессионных моделей 9

УПРАВЛЕНИЕ ОТРАСЛЕВЫМИ МЕХАТРОННЫМИ СИСТЕМАМИ

- Раков В. И., Захарова О. В.** Исследование вычислительных возможностей повышения быстродействия цифровых регуляторов для приводов технологического оборудования. Часть 1. Сокрытие времени исполнения программ 15
- Климина Л. А., Голуб А. П.** Регулирование рабочих режимов ветроэнергетической установки с помощью дифференциальной планетарной передачи 24
- Войтицкий С. А., Феофилов С. В.** Синтез адаптивной системы управления азимутального электропривода РЛС воздушного базирования 33

РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

- Притыкин Ф. Н., Гордеев О. И.** Обобщенный метод определения угла сервиса для плоских незамкнутых механизмов манипуляторов на основе анализа мгновенных состояний 41
- Назарова А. В., Рыжова Т. П.** Система управления коллективом мобильных роботов 45

Журнал в журнале

"УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

- Лавров А. О., Петров В. В., Федунев Б. Е.** Оперативное конструирование двумерной траектории выхода подвижного объекта в заданную точку с заданным курсом. Часть 3. 52
- Сапунков Я. Г.** Оптимальное управление космическим аппаратом с двигателем ограниченной или импульсной тяги и солнечным парусом 55
- Петухов Р. А., Евстифеев В. В., Палкин М. В.** Комбинированная система управления угловым движением малого космического аппарата 62
- Артюшенко В. М., Кучеров Б. А.** Роль информатизации в повышении оперативности распределения средств управления космическими аппаратами 67

Журнал входит в Перечень периодических изданий, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук; журнал включен в систему Российского индекса научного цитирования

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

MECHATRONICS, AUTOMATION, CONTROL



МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

Editorial Council:

ALIEV T. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 ANSHAKOV G. P., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 BOLOTNIK N. N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 VASILYEV S. N., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 KALYAEV I. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KRASNEVSKIY L. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KUZNETSOV N. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 LEONOV G. A., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 MATVEENKO A. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 MIKRIN E. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PESHEKHONOV V. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 REZCHIKOV A. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SEBRYAKOV G. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SIGOV A. S., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 SIROTKIN O. S., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SOJFER V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SOLOVJEV V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SOLOMENTSEV Yu. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FEDOROV I. B., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 CHENTSOV A. G., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 CHERNOUSKO F. L., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 SCHERBATYUK A. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 YUSUPOV R. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Editor-in-Chief:

FILIMONOV N. B., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Deputy Editor-in-Chief:

PODURAEV Yu. V., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PUTOV V. V., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 YUSCHENKO A. S., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Responsible Secretary:

BEZMENOVA M. Yu.

Editorial Board:

ALEXANDROV V. V., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 ANTONOV B. I.
 ARSHANSKY M. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 BUKOV V. N., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 VITTIKH V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 VOSTRIKOV A. S., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 GRADETSKY V. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 IVCHENKO V. D., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 ILYASOV B. G., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KOLOSOV O. S., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KOROSTELEV V. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 KUZMIN N. N., Cand. Sci. (Tech.), ass. prof.
 LEBEDEV G. N., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 LOKHIN V. M., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PAVLOVSKY V. E., Dr. Sci. (Phys.-Math.), prof.
 PROKHOROV N. L., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 PSHIKHOPOV V. Kh., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 RAPOPORT E. Ya., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SERGEEV S. F., Dr. Sci. (Psychol.), prof.
 TIMOFEEV A. V., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FILARETOV V. F., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FRADKOV A. L., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 FURSOV V. A., Dr. Sci. (Tech.), prof.
 SHALOBAYEV E. V., Cand. Sci. (Tech.), ass. prof.
 YUREVICH E. I., Dr. Sci. (Tech.), prof.

Editorial Staff:

GRIGORIN-RYABOVA E. V.

CONTENTS

METHODS OF THE THEORY OF AUTOMATIC CONTROL

Gaiduk A. R., Plaksienko E. A. Realizability Conditions of Transfer Functions by System with Partially Given Structure 3

Akhmetsafin R. D., Akhmetsafina R. Z. Computational Cost of Stepwise Regression Methods for Online Identification 9

CONTROL OF INDUSTRY MECHATRONIC SYSTEMS

Rakov V. I., Zakharova O. V. About Computing Opportunities of Increase of Speed of Digital Regulators for Drives of Processing Equipment. Part 1. Reduction of Time of Execution of Programs. 15

Klimina L. A., Holub A. P. Control of Operation Modes of a Wind Power Station by Differential Planet Gear 24

Voititski S. A., Feofilov S. V. Synthesis of an Adaptive Control System of Horizontal Air-Basis Radar's Drive 33

ROBOTIC SYSTEMS

Pritykin F. N., Gordeev O. I. The Generalized Method of Definition of a Corner of Service for the Flat Not Closed Kinematic Circuits of Manipulators on the Basis of the Analysis of Instant Conditions 41

Nazarova A. V., Ryzhova T. P. The Robot Team Control System 45

Journal within journal

"CONTROL AND INFORMATICS IN THE AEROSPACE AND MARINE SYSTEMS"

Lavrov A. O., Petrov V. V., Fedunov B. E. The Operative Design of the Trajectory on the Plane for the Leaving of the Object in the Given Point with the Given Course. Part 3 52

Sapunkov Ya. G. Optimal Control of a Spacecraft with Engine of Limited or Pulse Thrust and Solar Sail 55

Petukhov R. A., Evstifeev V. V., Palkin M. V. The Small Spacecraft's Combined Angular Motion Control System 62

Artuschenko V. M., Kucherov B. A. Significance of Informatization in Increasing Efficiency of Distribution of Control Facilities for Spacecrafts 67

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

УДК 681.5013

А. Р. Гайдук, д-р техн. наук, проф., gaiduk_2003@mail.ru,
Южный федеральный университет, Кисловодский гуманитарно-технический институт,
Е. А. Плаксиенко, канд. техн. наук, доц., pumkad@mail.ru,
Таганрогский институт управления и экономики

Условия реализуемости передаточных функций системой с частично заданной структурой*

Рассматриваются условия реализуемости передаточных функций с произвольно назначаемыми коэффициентами (корнями) знаменателя и числителя (частично) системой с частично заданной структурой с учетом условий физической реализуемости устройства управления. Эти условия необходимы для синтеза моделей систем управления, которые можно точно реализовать практически.

Ключевые слова: передаточная функция, оператор, система управления, заданная часть, структура, качество, реализуемость

A. R. Gaiduk, E. A. Plaksienko

Realizability Conditions of Transfer Functions by System with Partially Given Structure

Realizability conditions of transfer functions with any way appointed coefficients (roots) of a denominator and numerator (partially) by system with partially given structure are considered in view of physical realizability conditions of an control device. These conditions are necessary for design of control systems models which can be realized precisely practically.

Keywords: transfer function, operator, control system, given part, structure, quality, realizability

Введение

Системы автоматического управления (САУ) обычно содержат так называемый объект управления (некоторый агрегат, в котором протекает управляемый процесс, или некоторый подвижный объект, совершающий управляемый процесс). Указанные агрегат и подвижный объект, естественно, снабжаются датчиками, а также органами управления и исполнительными механизмами, которые при решении задачи синтеза обычно тоже относят к объекту управления. Задача синтеза САУ, фактически, состоит в определении структуры и параметров формирующей части регулятора (устройства управления), таких, чтобы обеспечивались устойчивость и требуемое качество управляемого процесса. Так как к моменту синтеза САУ объект управления задан, т. е. заданы структура и параметры его математической модели, то возникает задача синтеза системы управления с частично заданной структурой [1, 2].

Хорошо известно, что эта задача имеет решение, если объект управления является стабилизируемым, т. е. его неполная часть "достаточно" устойчива. Правда, для обеспечения хорошего качества про-

цесса управления желательно, чтобы эта часть была не сильно колебательной.

Если решение задачи синтеза САУ ищется в виде безынерционных обратных связей по состоянию или по выходу с применением наблюдателей состояния, то проблема реализуемости вообще не рассматривается, так как в этих случаях решения всегда физически реализуемы [3—8]. Развиваемые здесь методы являются аналитическими и близки к методам оптимизации квадратичных критериев. Однако эти методы характеризуются значительными трудностями, связанными с обеспечением требуемых прямых показателей качества, которые, как отметил В. Н. Буков, "физически наиболее ясны и имеют четкие границы допустимых значений, основанные на богатом опыте конструирования систем" [9].

Прямые показатели качества, как известно, непосредственно связаны с операторами уравнения "вход-выход" или передаточными функциями [1, 10, 11]. Поэтому весьма привлекательными являются методы, где решение задачи синтеза САУ ищется на основе желаемых операторов уравнения "вход-выход" или передаточных функций [10—15]. Однако в этом случае операторы или передаточные функции синтезируемой САУ должны быть взяты такими, чтобы, во-первых, задача синтеза была разре-

* Работа выполнена при поддержке РФФИ, проекты № 13-08-00249-а, № 14-08-01176-а.

шимой математически, а во-вторых, получаемая в результате решения математическая модель "вход-выход" устройства управления (УУ) была физически реализуемой.

Условия на передаточные функции (операторы) САУ с заданным объектом управления, при которых аналитическое решение задачи синтеза определяет и структуру, и параметры физически реализуемого устройства управления, называются "условиями реализуемости передаточных функций (операторов) системой с частично заданной структурой" [1, 2, 13–15].

Здесь под аналитическим решением задачи синтеза понимается результат, получаемый не путем перебора вариантов структуры УУ, а в результате решения некоторой системы уравнений (подобно решению задачи квадратичной оптимизации [7, 9]). Условия реализуемости передаточных функций далее рассматриваются применительно к одномерным САУ, т. е. по отношению к системам с одним задающим воздействием, одной управляемой величиной и, возможно, несколькими приложенными к объекту возмущениями, как измеряемыми, так и неизмеряемыми. Эти условия получены на основе анализа аналитических соотношений, связывающих коэффициенты полиномов (операторов) уравнений "вход-выход": замкнутой системы, объекта управления и устройства управления [10, 13, 14]. При этом предполагается, что УУ должно быть физически реализуемым, замкнутая система — устойчивой, коэффициентам (корням) знаменателей, а также числителей (частично) ее передаточных функций можно придавать необходимые значения исходя из желаемых показателей качества процесса управления в переходном и в установившемся режимах.

Кроме известных ранее ограничений приводимые ниже условия включают дополнительное условие на порядок реализующей системы, которое обеспечивает разрешимость задачи аналитического синтеза при произвольных полюсах передаточных функций. Невыполнение этого условия приводит к неразрешимости системы уравнений, определяющей коэффициенты физически реализуемого УУ при указанном характере полюсов замкнутой системы.

Формулировка задачи

Предположим, одномерный объект управления описывается уравнением "вход-выход" в операторной форме

$$A(p)y = B_0(p)u + B_1(p)\hat{f}_1 + B_2(p)\hat{f}_2, \quad (1)$$

где y — управляемая величина; u — управление; \hat{f}_1, \hat{f}_2 — доступное и недоступное измерению возмущающие воздействия; $A(p), B_j(p)$ — некоторые полиномы от $p = d/dt$ степеней $n, m_j, j = 0, 1, 2$, с известными числовыми коэффициентами. Эти полиномы определяются хорошо известными методами, которые здесь не рассматриваются. Однако для определенности примем, что полином $A(p) = \det(pE - A)$,

где A — числовая матрица уравнений в переменных состояния объекта (1). Другими словами, принимается, что полином $A(p)$ в уравнении (1) является нормированным по старшей степени p характеристическим полиномом этого объекта [10, 15].

В дальнейшем важную роль играют понятия относительных степеней передаточных функций и относительного порядка и полноты объекта (1) [11, 15]. Величины

$$\mu_{yu} = n - m_0, \mu_{yf_1} = n - m_1, \mu_{yf_2} = n - m_2 \quad (2)$$

называются относительными степенями передаточных функций $W_{yu}(p), W_{yf_1}(p), W_{yf_2}(p)$ соответственно [11], а величину

$$\mu_{об} = \mu_{yu} \quad (3)$$

будем называть относительным порядком объекта (1).

Отметим, что название "относительный порядок объекта" связано с минимальным порядком той производной по времени от выходной переменной $y(t)$ динамического объекта, которая непосредственно зависит от управления. Например, пусть передаточная функция $W_{yu}(p) = (\beta_0 + \beta_1 p) / (\alpha_0 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2 + p^3)$. Здесь $\beta_1 \neq 0, n = 3, m_0 = 1$. В этом случае согласно (2) и (3) $\mu_{об} = \mu_{yu} = 3 - 1 = 2$. Вместе с тем, хорошо известно, что указанной передаточной функцией описывается объект, уравнения которого в переменных состояния имеют, например, вид: $\dot{x}_1 = x_2; \dot{x}_2 = x_3; \dot{x}_3 = -\alpha_0 x_1 - \alpha_1 x_2 - \alpha_2 x_3 + u; y = \beta_0 x_1 + \beta_1 x_2$. Первая производная здесь $\dot{y} = \beta_0 x_2 + \beta_1 x_3$, а вторая — $\ddot{y} = -\alpha_0 \beta_1 x_1 - \alpha_1 \beta_1 x_2 + (\beta_0 - \alpha_0 \beta_1) x_3 + \beta_1 u$. Как видно, ни величина $y(t)$, ни $\dot{y}(t)$ непосредственно от управления $u(t)$ не зависят, а $\ddot{y}(t)$ — зависит. Об этом и свидетельствуют значения $\mu_{об} = \mu_{yu} = 2$ [15].

Без потери общности примем, что объект управления (1) является полным, т. е. полностью управляемым и полностью наблюдаемым [3, 15]. С учетом принятого выше условия в отношении полинома $A(p)$ это предположение эквивалентно условию

$$\text{НОД}\{A(p), B_0(p)\} = \text{const}, \quad (4)$$

или, что то же самое, полиномы $A(p)$ и $B_0(p)$ не имеют равных корней [15]. Здесь НОД — наибольший общий делитель.

Устройство управления, как правило, соединяется с объектом последовательно, а уравнение УУ определяется принятым принципом управления. В данном случае, следуя работам [10, 14, 15], в соответствии с принципом управления по выходу и воздействиям примем уравнение УУ в виде

$$\bar{R}(p)u = Q_0(p)g - L(p)y + Q_1(p)\hat{f}_1, \quad (5)$$

где $\bar{R}(p) = R(p) + N(p)$, а $R(p), N(p), Q_0(p), L(p), Q_1(p)$ — некоторые полиномы, степени и коэффициенты которых подлежат определению в процессе решения задачи синтеза замкнутой САУ (1), (5). Здесь

$\bar{R}(p)$ — характеристический полином УУ, т. е. порядок УУ (5) $r = \deg \bar{R}(p)$. Относительные степени передаточных функций УУ (5) определяются, очевидно, выражениями: $\mu_{ug} = r - \deg Q_0(p)$, $\mu_{uy} = r - \deg L(p)$, $\mu_{uf_1} = r - \deg Q_1(p)$, а его относительный порядок

$$\mu_{yy} = \min\{\mu_{ug}, \mu_{uy}, \mu_{uf_1}\}. \quad (6)$$

Уравнение "вход-выход" (5) описывает УУ наиболее общего вида, в том смысле, что в нем учитываются все сигналы, которые могут быть использованы для формирования управления $u = u(t)$. Как видно, УУ, реализующее управление по выходу и воздействиям, фактически является многомерным (МУУ), а при $N(p) \neq 0$ оно приводит к двухконтурной замкнутой системе (1), (5). Отметим также, что при $L(p) \equiv Q_0(p)$ уравнение (5) соответствует традиционному принципу комбинированного управления по отклонению $\varepsilon = g - y$ и по воздействию \hat{f}_1 [2].

Так как все полиномы МУУ (5) определяются в процессе синтеза, то условие его физической (технической) реализуемости [10, 11, 14] записывается в виде неравенства

$$\mu_{yy} \geq \mu_{yy}^* \geq 0, \quad (7)$$

где μ_{yy}^* — допустимое по условиям реализуемости значение относительного порядка МУУ.

Фактически значение μ_{yy}^* зависит от свойств технических элементов, на основе которых будет реализовано синтезируемое МУУ. Если, скажем, имеющиеся операционные усилители являются широкополосными, то можно полагать $\mu_{yy}^* = 0$. В противном случае полагают $\mu_{yy}^* \geq 1$. Дело в том, что если $\mu_{yy}^* = 0$, то при реализаций в МУУ обязательно образуются прямые, безынерционные каналы, связывающие выход МУУ с его входами. При $\mu_{yy}^* \geq 1$ такие каналы не возникают. Подчеркнем, что при $\mu_{yy} < 0$ УУ (5) точно реализовать невозможно, т. е. при $\mu_{yy} < 0$ оно является физически не реализуемым.

Уравнениям (1), (5) соответствует уравнение "вход-выход" замкнутой системы

$$D(p)y = H_0(p)g + H_1(p)\hat{f}_1 + H_2(p)\hat{f}_2, \quad (8)$$

операторы которого определяются следующими выражениями:

$$D(p) = A(p)\bar{R}(p) + B_0(p)L(p), \quad (9)$$

$$H_0(p) = B_0(p)Q_0(p), \quad (10)$$

$$H_1(p) = B_0(p)Q_1(p) + B_1(p)\bar{R}(p), \quad (11)$$

$$H_2(p) = B_2(p)\bar{R}(p). \quad (12)$$

Из выражений (8), (9) следует, что порядок замкнутой системы (1), (5) $n_{\text{сис}} = \deg D(p) = n + r$, а относительная степень μ_{yg} ее передаточной функции $W_{yg}(p)$ по задающему воздействию $g(t)$ и ее относительный порядок $\mu_{\text{сис}}$ определяются при $\mu_{yy} = \mu_{uy}$ выражениями $\mu_{\text{сис}} = \mu_{yg} = \deg D(p) - \deg H_0(p) = n + r - [\deg B_0(p) + \deg Q_0(p)]$ или

$$\mu_{\text{сис}} = \mu_{\text{об}} + \mu_{yy}. \quad (13)$$

Следовательно, относительный порядок системы равен сумме относительных порядков объекта и МУУ. В частности, при $\mu_{yy} = 0$ из (13) и (6) следует равенство $\mu_{\text{сис}} = \mu_{\text{об}}$, что характерно для систем с безынерционными регуляторами, например, с П-регуляторами или с регуляторами по состоянию (но без наблюдателей) [4, 5, 7].

Предположим, что исходя из требований к устойчивости и прямым показателям качества синтезируемой системы сформированы полиномы $D^*(p)$ и $H_j^*(p)$, $j = 0, 1, 2$. Тогда приведенные выражения (9)—(12) при замене $D(p)$ на $D^*(p)$ и $H_j(p)$ на $H_j^*(p)$, $j = 0, 1, 2$, фактически являются разрешающими уравнениями задачи аналитического синтеза линейных САУ [10, 14, 15]. Известными в этих уравнениях являются полиномы $A(p)$ и $B_j(p)$, так как объект управления задан, а также полиномы $D^*(p)$ и $H_j^*(p)$, $j = 0, 1, 2$, а неизвестными — полиномы МУУ (5).

Очень важным здесь является тот факт, что все полиномиальные уравнения (9)—(12) эквивалентны системам линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов полиномов $\bar{R}(p)$, $L(p)$, $Q_0(p)$ и $Q_1(p)$ [10, 14, 15].

Итак, для решения задачи синтеза САУ прежде всего необходимо назначить (сформировать) полиномы $D^*(p)$ и $H_j^*(p)$, $j = 0, 1, 2$. Именно эти полиномы, как отмечалось выше, должны удовлетворять некоторым условиям, при которых, с одной стороны, при $D(p) = D^*(p)$ и $H_j(p) = H_j^*(p)$ САУ (8) имеет требуемое качество, а с другой стороны, система уравнений (9)—(12) имеет решение относительно полиномов из уравнения (5), причем эти полиномы удовлетворяют условиям физической реализуемости (6), (7).

Так как полиномы $H_j(p)$, $j = 0, 1, 2$, являются числителями передаточных функций (входными операторами) рассматриваемой системы (8) по задающему воздействию, измеряемому и неизмеряемому возмущениям, а полином $D(p)$ — знаменателем этих функций (собственным оператором этой же системы), то искомые условия, как отмечалось выше, называются "условиями реализуемости передаточных функций или операторов системой с частично заданной структурой" [2].

Таким образом, необходимо найти условия на передаточные функции системы (1), (5) или (8), при которых МУУ (5) будет физически реализуемым, замкнутая система — устойчивой, коэффициентам (корням) знаменателей, а также числителей (частично) можно придавать значения исходя из желаемых показателей качества процесса управления.

Условия реализуемости

Как известно, в общем случае характеристический полином системы может иметь большее число корней, чем знаменатели ее передаточных функций. В то же время искомые условия реализуемости существенно зависят от того, как назначены корни характеристического полинома системы (далее они

называются полюсами). Если полюсы системы назначены произвольно, т. е. без учета свойств объекта, то система называется "системой с независимыми полюсами". При этом условия реализуемости передаточных функций довольно жесткие [14, 15]. Если же полюсы назначены так, что часть из них совпадает (согласованы) с нулями передачи объекта по управлению и (или) с корнями характеристического полинома объекта, то система называется "системой с согласованными полюсами". В этом случае условия реализуемости передаточных функций по задающему воздействию являются наименее жесткими [14, 15]. В связи с этим, следуя работам [1, 2], ограничимся только этим случаем, т. е. условия реализуемости передаточных функций при независимых полюсах здесь рассматривать не будем.

Так как для устойчивости системы (8) необходимо, чтобы все корни полинома (9) имели отрицательные вещественные части, то в связи с этим проводится факторизация полиномов $A(p)$ и $B_0(p)$ из уравнения (1) следующим образом:

$$A(p) = A^-(p)A^+(p), B_0(p) = \beta_{m_0} B^-(p)B^+(p), \quad (14)$$

где $A^-(p)$, $A^+(p)$ и $B^-(p)$, $B^+(p)$ — нормированные по старшей степени полиномы; β_{m_0} — коэффициент полинома $B_0(p)$ при старшей степени p . Здесь $A^-(p)$ и $B^-(p)$ — полиномы, корни которых равны корням полиномов $A(p)$ и $B_0(p)$ со строго отрицательными вещественными частями. Будем считать, что все корни полиномов $A^-(p)$ и $B^-(p)$ включаются в число корней характеристического полинома замкнутой системы. Отметим, что в общем случае каждый из полиномов $A^-(p)$, $A^+(p)$ и $B^-(p)$, $B^+(p)$ может быть равен 1.

Вопрос о том, какие корни полиномов $A(p)$ или (и) $B_0(p)$ включать в число корней характеристического полинома замкнутой системы, т. е. как проводить факторизацию полиномов $A(p)$ и $B_0(p)$, должен решаться в каждом конкретном случае с учетом специфики синтезируемой системы. При этом необходимо иметь в виду, что корни полинома $B^-(p)$ войдут в состав корней характеристического полинома ненаблюдаемой (по выходу y), а корни полинома $A^-(p)$ — в состав корней характеристического полинома неуправляемой (задающим воздействием g) части системы [15].

В случае систем с *согласованными полюсами* полиномы из уравнения МУУ (5) берутся в виде

$$\begin{aligned} \bar{R}(p) &= B^-(p)\tilde{R}(p), L(p) = A^-(p)\tilde{L}(p), \\ Q_0(p) &= A^-(p)M^-(p)\tilde{Q}_0(p), \end{aligned} \quad (15)$$

где $\tilde{R}(p)$, $\tilde{L}(p)$, $\tilde{Q}_j(p)$, $M^-(p)$ — вспомогательные полиномы, определяемые в процессе решения задачи синтеза. Из выражений (9), (10), (14) и (15) следует, что в общем случае полиномы $H_0(p)$ и $D(p)$ системы (1), (5) или (8) с согласованными полюсами, посредством которой реализуется заданная

передаточная функция по задающему воздействию $W_{yg}^*(p) = H_0^*(p)/D^*(p)$, имеют вид

$$H_0(p) = A^-(p)B^-(p)H_0^*(p)M^-(p), \quad (16)$$

$$D(p) = A^-(p)B^-(p)D^*(p)M^-(p). \quad (17)$$

Полиномы $\tilde{R}(p)$, $\tilde{L}(p)$, $\tilde{Q}_0(p)$ в равенствах (15) определяются решением систем линейных алгебраических уравнений, соответствующих полиномиальным уравнениям, вытекающим из уравнений (9), (10) с учетом равенств (14)—(17) [10, 15].

Условия реализуемости передаточной функции по задающему воздействию

Из выражений (8)—(10) и (14)—(17) следует, что передаточная функция $W_{yg}^*(p) = H_0^*(p)/D^*(p)$ реализуема системой с согласованными полюсами и частично заданной структурой, если только выполняются следующие условия:

$$\mu_{yg}^* = \deg D^*(p) - \deg H_0^*(p) \geq \mu_{об} + \mu_{yy}^*,$$

$$H_0^*(p) = B^+(p)\bar{H}_0^*(p), \quad (18)$$

$$n_{сис} = \deg D(p) \geq 2n + \mu_{yy}^* - 1, \quad (19)$$

где $\bar{H}_0^*(p)$ — некоторый полином. Из неравенств (7) и (19) следует, что степень полинома $M^-(p)$ из (15)—(17) должна удовлетворять условию

$$\begin{aligned} \deg M^-(p) &= \\ &= \max\{0; 2n - 1 + \mu_{yy}^* - \deg[A^-(p)B^-(p)D^*(p)]\}. \end{aligned} \quad (20)$$

Выражения (18) и (19) представляют собой искомые условия реализуемости передаточной функции $W_{yg}^*(p)$ системой с частично заданной структурой. Отметим, что условия (18) хорошо известны и приводятся в работах Я. З. Цыпкина и других авторов. Условие (19) вытекает из условия разрешимости уравнения (9) с учетом условия (7) при произвольных коэффициентах полинома $D^*(p)$. Оно получено в работе [14] и в более ранних работах не встречалось. Подчеркнем, что без учета соотношений (18) и (19) задача аналитического синтеза САУ с частично заданной структурой при условии (7) является неразрешимой.

Для большей ясности покажем далее *необходимость* всех условий (18)—(20).

Предварительно заметим, что из условий (18) следует вывод: чем больше корней полинома $B_0(p)$ включаются в число корней характеристического полинома замкнутой системы, тем меньше минимальная степень знаменателя реализуемой передаточной функции $W_{yg}^*(p)$. Если степень $\deg D^*(p)$ равна минимально возможному значению $n - \deg B^- + \mu_{yy}^*$, а $\mu_{yy}^* = 0$, то числитель $W_{yg}^*(p)$ равен $\eta^* B^+(p)$, где η^* — единственный назначаемый коэффициент. Следовательно, для увеличения числа назначаемых коэффициентов полинома $H_0^*(p)$ необходимо увеличивать степень полинома $D^*(p)$ — знаменателя желаемой передаточной функции $W_{yg}^*(p) = H_0^*(p)/D^*(p)$ — сверх величины $n - \deg B^- + \mu_{yy}^*$.

Необходимость первого условия (18). Предположим, в системе с объектом (1), где полиномы $B(p) = \beta_0$, $A(p) = \alpha_0 + \alpha_1 p$, причем $\beta_0 \neq 0$ и $\alpha_1 \neq 0$, т. е. $\mu_{об} = 1$, необходимо реализовать заданную передаточную функцию $W_{yg}^*(p) = (\eta_0^* + \eta_1^* p + \eta_2^* p^2) / (\delta_0^* + \delta_1^* p + \delta_2^* p^2)$. Относительная степень заданной передаточной функции $\mu_{yy}^* = 0$, т. е. даже при $\mu_{yy} = 0$ первое условие (18) не выполняется.

Если не обращать внимания на этот факт, то, подставляя полиномы $A(p)$, $B(p)$ и $D(p) = D^*(p) = \delta_0^* + \delta_1^* p + \delta_2^* p^2$ в полиномиальное уравнение (9), нетрудно установить [10, 14, 15], что при $R(p) = \rho_0 + \rho_1 p$, $L(p) = \lambda_0$ оно эквивалентно следующей системе алгебраических уравнений:

$$\begin{bmatrix} \beta_0 & \alpha_0 & 0 \\ 0 & \alpha_1 & \alpha_0 \\ 0 & 0 & \alpha_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \rho_0 \\ \rho_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_0^* \\ \delta_1^* \\ \delta_2^* \end{bmatrix},$$

решение которой определяет числовые значения коэффициентов λ_0 , ρ_0 и ρ_1 . Аналогично, подставив полиномы $B(p) = \beta_0$ и $H_0(p) = H_0^*(p) = \eta_0^* + \eta_1^* p + \eta_2^* p^2$ в уравнение (10) и решив его, получим $Q_0(p) = \beta_{m_0}^{-1} (\eta_0^* + \eta_1^* p + \eta_2^* p^2)$. Таким образом, в данном случае $\mu_{uy} = 1 - 0 = 1$, а $\mu_{ug} = 1 - 2 = -1$, т. е. согласно (6) $\mu_{yy} = \min\{1; -1\} = -1$. Другими словами, в этом случае условие физической реализуемости (7) не выполняется, и точно реализовать соответствующее МУУ невозможно.

Необходимость второго условия (18). Необходимость этого условия следует из условия разрешимости полиномиального уравнения (10) относительно полинома $Q_0(p)$. Действительно, полином $D(p)$ не может содержать в качестве сомножителя полином $B^+(p)$ по условиям устойчивости, поэтому в общем случае он может иметь только вид (17). Тогда из выражений (8), (10), (14) и (17) следует, что передаточная функция $W_{yg}(p)$ системы (1), (5) в общем случае имеет вид

$$W_{yg}(p) = \frac{H_0(p)}{D(p)} = \frac{\beta_{m_0} B^+(p) B^-(p) Q_0(p)}{A^-(p) B^-(p) D^*(p) M^-(p)}.$$

Полагая здесь $Q_0(p) = \tilde{Q}_0(p) A^-(p) M^-(p)$, получим

$$W_{yg}(p) = \frac{H_0(p)}{D(p)} = \frac{\beta_{m_0} B^+(p) \tilde{Q}_0(p)}{D^*(p)}.$$

Отсюда при $\tilde{Q}_0(p) = \beta_{m_0}^{-1} \bar{H}_0^*(p)$ следует общий вид оператора (16) и необходимость второго условия (18), так как в противном случае, при $H_0^*(p) \neq B^+(p) \bar{H}_0^*(p)$, полиномиальное уравнение (10), очевидно, не будет иметь решения.

Необходимость условия (19). Покажем нетривиальность этого условия на конкретных примерах. Пусть полный объект управления описывается уравнением (1), где полиномы $A(p)$ и $B_0(p)$ таковы,

что $n = 3$, $m_0 = 2$, $\deg A^-(p) = 1$, $\deg A^+(p) = 2$, $\deg B^-(p) = 1$, $\deg B^+(p) = 1$, $\mu_{об} = 1$. Пусть $\mu_{yy}^* = 0$, а заданная передаточная функция $W_{yg}^*(p) = \eta_0 B^+(p) / D^*(p)$, причем $\deg D^*(p) = 2$. Условия (18), очевидно, выполнены.

Если не учитывать необходимости введения множителя $M^-(p)$, обусловленного условиями (19), (20), то, полагая в (17) $\deg M^-(p) = 0$, $M^-(p) = 1$, получим $n_{сис} = \deg D(p) = 4$, а по формуле $n_{сис} = n + r$ будем иметь $r = 4 - 3 = 1$. По формуле (15) находим: $\deg \tilde{R}(p) = 0$, $\deg \tilde{L}(p) = 0$, т. е. $\tilde{L}(p) = \lambda_0$, $\tilde{R}(p) = \rho_0$. При этом полиномиальное уравнение (9) будет эквивалентно системе из трех (так как $\deg D^*(p) + \deg M^-(p) = 2$) алгебраических уравнений с двумя неизвестными λ_0 и ρ_0 . Эта система при произвольно заданном полиноме $D^*(p)$, очевидно, не разрешима. Причиной этого является невыполнение условия (19) или его следствия (20).

Если же полином $D^*(p)$ назначать соответствующим образом, то система будет разрешима. Чтобы это показать, рассмотрим следующий пример. Пусть в уравнении (1) $A(p) = (p + 5)(p^2 - p)$, $B_0(p) = 2(p + 6)(p - 3)$, а желаемая передаточная функция $W_{yg}^*(p) = 8(p - 3) / (p^2 + \delta_1^* p + \delta_2^*)$. Условия (4) и (18), очевидно, выполнены, а условие (19) при $D(p) = (p + 6)(p + 5)(p^2 + \delta_1 p + \delta_0)$ — нет. При этом в соответствии с выражениями (15) можно полагать: $\bar{R}(p) = \rho_0(p + 6)$, $L(p) = \lambda_0(p + 5)$, $D(p) = (p + 6) \times (p + 5)(p^2 + \delta_1^* p + \delta_0^*)$. Тогда система уравнений, эквивалентная уравнению (9), с учетом приведенных выражений имеет вид

$$\begin{bmatrix} -6 & 0 \\ 2 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \rho_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_0^* \\ \delta_1^* \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Если коэффициенты δ_0^* , δ_1^* имеют произвольные значения, то система (21), очевидно, не имеет решения. Если же коэффициент $\delta_1^* = -(\delta_0^* + 3)/3$, то эта система уравнений, формально, имеет решение, но при этом даже устойчивость САУ придать невозможно.

В общем случае можно, конечно, ставить задачу синтеза регулятора пониженного порядка, т. е. поиска таких значений λ_0 , ρ_0 , при которых система, аналогичная (21), приводит, например при $B_0(p) = (\beta_1 p + \beta_0)$ и $\beta_1 > 0$, $\beta_0 > 0$, к некоторому полиному $\bar{D}(p)$, вещественные части корней которого отрицательны, а качество САУ приемлемо [16]. Однако в этом случае решение задачи синтеза ищется в "прокрустовом ложе" нехватки параметров и существует далеко не всегда.

Чтобы корни (или коэффициенты) полинома $D^*(p)$ могли быть обусловлены требованиями к качеству системы, необходимо иметь возможность назначать их произвольно. Именно это обеспечивается условием (19) и вытекающим из него равенст-

вом (20). При учете условия (19) в рассматриваемом примере по формуле (20) имеем $\deg M^-(p) = 1$, т. е. по (17) $n_{\text{сис}} = \deg D(p) = 5$, а так как $n_{\text{сис}} = n + r$, то теперь $r = 5 - 3 = 2$. При тех же условиях имеем $\deg \tilde{R}(p) = 1$, $\deg \tilde{L}(p) = 1$, т. е. полиномы $\tilde{L}(p)$ и $\tilde{R}(p)$ имеют четыре неизвестных коэффициента, а эквивалентная полиномиальному уравнению (9) система содержит четыре уравнения, так как теперь $\deg D^*(p) + \deg M^-(p) = 3$. Эта система имеет решение, поскольку по условию объект управления является полным, т. е. $\text{НОД}\{A^+(p), B^+(p)\} = \text{const}$.

В приведенном выше случае, где $A(p) = (p + 5) \times (p^2 - p)$, $B_0(p) = 2(p + 6)(p - 3)$, а $W^*(p) = 8(p - 3)/(p^2 + \delta_1^*p + \delta_0^*)$, указанная система при $M^-(p) = p + \theta$ имеет вид

$$\begin{bmatrix} -6 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & -6 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_1 \\ \rho_0 \\ \rho_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_0 \\ \delta_1 \\ \delta_2 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

где $\delta_0 = \theta \delta_0^*$, $\delta_1 = \theta \delta_1^* + \delta_0^*$, $\delta_2 = \theta + \delta_1^*$. Система (22), очевидно, имеет решение при любых значениях коэффициентов δ_0^* , δ_1^* и θ .

Таким образом, условия (18) и (19) являются *необходимыми и достаточными* условиями реализации системой с частично заданной структурой передаточных функций $W_{yg}(p)$ с произвольно заданным (желаемым) знаменателем.

Условия реализуемости передаточных функций по возмущениям

Измеряемые возмущения. Прежде всего заметим, что в выражениях (15) полином $\tilde{R}(p)$ можно взять в виде $\tilde{R}(p) = \Phi(p)\bar{R}(p)$, а полиномы $\tilde{L}(p)$ и $\tilde{Q}(p)$ — так, чтобы $\tilde{L}(p) - \tilde{Q}_0(p) = G(p)\tilde{L}(p)$, где $\bar{R}(p)$ и $\tilde{L}(p)$ — некоторые полиномы. При этом $\Phi(p) = \text{НОК}\{G(p), F_1(p), F_2(p)\}$, а полиномы $G(p)$, $F_1(p)$ и $F_2(p)$ — суть $K(p)$ -изображения задающего воздействия $g(t)$, возмущений $\hat{f}_1(t)$ и $\tilde{f}_2(t)$. Поскольку $\Phi(p) \neq 1$, то условие (19) здесь заменяется неравенством $\deg D(p) \geq 2n + \deg \Phi(p) + \mu_{yy}^* - 1$ [14, 15].

Отметим, что если $\hat{f}_1(t) \equiv 0$ и (или) $\tilde{f}_2(t) \equiv 0$, то $F_1(p) = 1$ и (или) $F_2(p) = 1$.

При этих условиях из выражений (8), (10), (11) и (14)–(17) следует, что передаточная функция по ошибке ε от задающего воздействия g и передаточные функции по измеряемым возмущениям типа $\hat{f}_1(t)$, реализуемые системой (1), (5), имеют вид

$$W_{\varepsilon g}(p) = \frac{G(p)\tilde{H}_0(p)}{D^*(p)}, \quad W_{y\hat{f}_1}(p) = \frac{\tilde{H}_1^*(p)F_1(p)}{A(p)D^*(p)M^-(p)}.$$

Здесь $\tilde{H}_0(p) = A^+(p)\Phi_0(p)\bar{R}(p) + \beta_{m_0}B^+(p)\tilde{L}(p)$

и $\tilde{H}_1(p) = \beta_{m_0}B^+(p)\tilde{Q}_1(p) + B_1(p)\Phi_1(p)\bar{R}(p)$ — полиномы, часть коэффициентов которых могут быть назначены в целях придания желаемых свойств замкнутой системе по каналам $g \rightarrow y$ и $\hat{f}_1 \rightarrow y$; полиномы $\Phi_0(p) = G^{-1}(p)\Phi(p)$, а $\Phi_1(p) = F_1^{-1}(p)\Phi(p)$ [14, 15].

Неизмеряемые возмущения. Передаточные функции по неизмеряемым возмущениям типа $\tilde{f}_2(t)$, реализуемые системой (1), (5) с согласованными полюсами при указанных выше условиях, имеют вид

$$W_{y\tilde{f}_2}(p) = \frac{\bar{R}_2(p)B_2(p)F_2(p)}{A(p)D^*(p)M^-(p)},$$

где $\bar{R}_2(p) = F_2^{-1}(p)\bar{R}(p)$.

Отметим, что полиномы $G(p)$ и $F_1(p)$, $F_2(p)$ могут использоваться для обеспечения астатизма некоторого порядка или селективной инвариантности по отношению к задающему воздействию и возмущениям. При этом вследствие применения принципа *управления по выходу и воздействиям* не возникает известных сложностей обеспечения устойчивости системы при высоком порядке астатизма [14, 15].

Следует подчеркнуть, что для обеспечения желаемой степени устойчивости синтезируемой системы факторизацию полиномов $A(p)$ и $B_0(p)$ целесообразно проводить по отношению к границе некоторой области Ω [10, 15]. Эта область целиком располагается в левой части комплексной плоскости, и именно в ней должны размещаться полюсы синтезируемой системы (1), (5) или (8) в соответствии с требованиями к ее качеству. При этом соотношения (15) заменяются соотношениями $A(p) = A_\Omega(p)A_{\bar{\Omega}}(p)$, $B_0(p) = \beta_{m_0}B_\Omega(p)B_{\bar{\Omega}}(p)$, а все последующие выражения и условия остаются прежними, за исключением очевидных замен полиномов. Здесь $A_\Omega(p)$ и $B_\Omega(p)$ — нормированные полиномы, корни которых равны тем корням полиномов $A(p)$ и $B_0(p)$, которые расположены в области Ω и включаются в число полюсов синтезируемой системы.

Заключение

В работе приводятся условия реализуемости передаточных функций, все коэффициенты (корни) знаменателя и, частично, числителя которых могут быть назначены произвольно, практически в соответствии с желаемым качеством системы управления в переходном и в установившемся режимах. Эти условия включают ограничения на относительную степень и нули передаточных функций, а также на минимальный порядок реализующей системы с частично заданной структурой и согласованными полюсами. Приведенные условия реали-

зuemости могут применяться при формировании по желаемым показателям качества передаточных функций, при которых разрешима задача аналитического синтеза систем управления с заданной частью.

Список литературы

1. Солодовников В. В., Филимонов Н. Б. Динамическое качество систем автоматического регулирования. М.: МВТУ им. Н. Э. Баумана. 1987.
2. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1977.
3. Уонэм М. Линейные многомерные системы управления: Геометрический подход. М.: Наука, 1980.
4. Коган М. М. О новой параметризации H^∞ -регуляторов // АИТ. 2003. № 8. С. 96–110.
5. Садомцев Ю. В. Синтез динамических субоптимальных регуляторов пониженного порядка на основе H_∞ -критерия // АИТ. 2006. № 12. С. 175–189.
6. Поляк Б. Т., Топтунов М. В. Подавление внешних возмущений: управление по выходу // АИТ. 2008. № 5. С. 72–90.
7. Кабанов А. А. Система робастного субоптимального управления движением мобильного робота // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 4. С. 14–18.

8. Мисриханов М. Ш. Инвариантное модально-оптимальное управление // Вести Иванов. гос. энергет. ун-та. 2002. № 4. С. 28–34.
9. Филимонов Н. Б. Проблема качества процессов управления: смена оптимизационной парадигмы // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 12. С. 2–10.
10. Гайдук А. Р. Синтез систем автоматического управления по передаточным функциям // АИТ. 1980. № 1. С. 11–16.
11. Ким Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. М.: Физматлит, 2007.
12. Воевода А. А. Стабилизация двухмассовой системы: полиномиальный метод синтеза двухканальной системы // Сб. науч. трудов НГТУ. 2009. № 4 (58). С. 121–124.
13. Гайдук А. Р. Об ограничениях, обусловленных заданной частью системы и управляющим устройством // Известия вузов. Приборостроение. 1987. Т. XXX. № 5. С. 11–16.
14. Гайдук А. Р. Принципы построения и аналитический синтез систем автоматического управления минимальной сложности с управлением по состоянию и воздействиям / Дис. ... д-ра техн. наук. СПб.: СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 1987.
15. Гайдук А. Р. Теория и методы аналитического синтеза систем автоматического управления (полиномиальный подход). М.: Физматлит, 2012.
16. Вороной В. В. Краткий обзор методов синтеза регуляторов пониженного порядка // Сб. науч. трудов НГТУ. 2010. № 4 (62). С. 25–34.

УДК 004.51

Р. Д. Ахметсафин, канд. техн. наук, доц., зам. начальника управления геолого-технологического мониторинга и супервайзинга процесса строительства скважин, akhmetsafinrd@mail.ru, ООО "Георесурс" (ДО ОАО "Газпром"),

Р. З. Ахметсафина, канд. техн. наук, доц., rakhmetsafina@hse.ru, Национальный исследовательский университет "Высшая школа экономики" (НИУ ВШЭ)

Вычислительные затраты пошаговых методов поиска при идентификации регрессионных моделей

Рассматривается задача подбора оптимального набора (подмножества) регрессоров из фиксированного множества потенциальных регрессоров (кандидатов). Методы Forward Selection и Backward Elimination селективного выбора регрессоров предполагают пошаговое добавление/удаление кандидата в текущий набор. При этом критерий выбора модели можно рассчитывать "с нуля", а можно пересчитывать рекуррентно. Приведены алгоритмы рекуррентного пересчета сумм квадратов невязок для критериев выбора регрессионных моделей при пошаговом поиске оптимального множества регрессоров в рекуррентном методе наименьших квадратов.

Предложена оценка вычислительных затрат при использовании рекуррентного расчета критерия выбора модели для всех возможных шагов селективного выбора.

Ключевые слова: критерий селективного выбора модели, Forward Selection, Backward Elimination

R. D. Akhmetsafin, R. Z. Akhmetsafina

Computational Cost of Stepwise Regression Methods for Online Identification

This paper considers the problem of choosing optimal set (subset) of the descriptive variables (regressors) from a fixed set of candidates. Forward Selection and Backward Elimination methods adding/removing a candidate in/from the current set of descriptive variables step-by-step. Each variable is tested to be included or excluded using a chosen model comparison criteria that improves the model the most, and this process repeated until none improves the model. The model selection criteria may be calculated directly or recursively. Algorithms for recursive computing of the residuals sum of squares (RSS) for the model selection criteria in the recursive least squares method are presented.

This paper evaluates the computational costs of the recursive calculation of stepwise model selection criteria for all possible steps of selection.

Keywords: model selection criteria, Forward Selection, Backward Elimination, computational costs

Введение

Рассматриваются модели, описываемые уравнениями регрессии вида

$$y(k) = \Phi^T(k, M)\theta(M) + e(k, M), \quad (1)$$

где $y(k)$ — текущий выход на k -м отсчете (наблюдении); M — множество из m регрессоров; $\Phi(k, M)$ — вектор-столбец значений, связанных с историей входа-выхода для множества M регрессоров; $\theta(M)$ — вектор-столбец текущих весовых коэффициентов при регрессорах; $e(k, M)$ — ошибка модели.

Задача структурно-параметрической идентификации сводится к выбору оптимальной системы функций или регрессоров в уравнении (1) (структурная идентификация) и далее к оценке весовых коэффициентов при них (параметрическая идентификация) и развивается на протяжении более 40 лет [1–3]. Наибольшие результаты достигнуты при следующем подходе. Задается фиксированный набор или множество M_{full} кандидатов в регрессоры. Задача структурной идентификации сводится к определению подмножества регрессоров $M \subset M_{full}$, удовлетворяющего критерию отбора. Такие критерии основаны на значении остаточной суммы квадратов отклонений или ошибки модели RSS (*Residual Sum of Squares*) [4]

$$RSS(M) = \sum_{k=1}^N \|\hat{y}(k|M) - y(k)\|^2 = \mathbf{e}^T(M)\mathbf{e}(M), \quad (2)$$

где N — число наблюдений; $\mathbf{e}(M)$ — вектор-столбец значений ошибки модели.

Критерии селектирования регрессоров

О выборе критерия селектирования (отбора) сказано в работах [2,5–7]. В табл. 1 представлены основные критерии селектирования регрессоров.

Таблица 1

Критерии селектирования регрессоров

Критерий	Определение (m — число регрессоров множества M , N — число наблюдений)
AIC [8]	$\ln\left(\frac{RSS}{N}\right) + \frac{2m}{N}$
BIC [9]	$\ln\left(\frac{RSS}{N}\right) + \frac{m \ln N}{N}$
CCV [10]	$\ln\left(\frac{RSS}{N}\right) - 2 \ln\left(1 - \frac{m}{N}\right)$
AICc [11]	$\ln\left(\frac{RSS}{N}\right) + \frac{2m}{N} + 2 \frac{(m+1)(m+2)}{N-m-2}$
HQ [12]	$\ln\left(\frac{RSS}{N}\right) + \frac{m \ln N}{N}$
FPE [13]	$\ln\left(\frac{RSS}{N}\right) + \ln\left(1 + \frac{m}{N}\right) - \ln\left(1 - \frac{m}{N}\right)$
F -test [14]	$\frac{RSS(M_1) - RSS(M_2)}{m_2 - m_1} / \left(\frac{RSS(M_2)}{N - m_2}\right)$, где M_1 и M_2 — сопоставляемые множества регрессоров мощности m_1 и m_2 соответственно
C_m [15]	$\frac{RSS(M)}{RSS(M_{full})/(N - m_{full})} + 2m - N$, где M_{full} — полное множество кандидатов в регрессоры мощности m_{full}
R^2 [16]	$1 - \frac{RSS(M)}{S_{yy}}$, где S_{yy} — дисперсия наблюдения y

Пошаговые методы селектирования

Из-за принципиальной невозможности построения гладкой зависимости оптимизируемого критерия от множеств M для решения задачи параметрической идентификации наиболее подходят затратные по объему вычислений стохастические методы, например генетические алгоритмы [17–22]. Значительно менее затратными по вычислениям являются пошаговые методы [1, 3, 5, 23], такие как:

1) *Forward Selection* — метод пошагового добавления регрессоров к текущему множеству (начальное множество M — пустое, к нему из множества M_{full} по одному добавляются регрессоры, обеспечивающие максимальное приращение критерия);

2) *Backward Elimination* — метод пошагового исключения регрессоров из текущего множества (начальное множество $M = M_{full}$, из него последовательно исключаются регрессоры, обеспечивающие минимальное приращение критерия);

3) *Stepwise Regression* — пошаговый (поэтапный) отбор, является модификацией *Forward Selection* и отличается тем, что добавление выполняется, если возможен шаг *Backward Elimination*. Этот метод используется, когда независимые переменные сильно коррелированы, т. е. наблюдается мультиколлинеарность (вклад одного и того же регрессора в RSS может значительно отличаться в моделях).

Пошаговые методы неплохо зарекомендовали себя несмотря на то, что не гарантируют оптимального решения. Кроме того, результат их сходимости может зависеть от выбора начальной регрессионной модели (множества регрессоров). Приращение критерия для одного и того же регрессора может существенно различаться в различных множествах M . Обозначим:

- M_{full} — множество всех кандидатов в регрессоры. Мощность множества M_{full} равна $m_{full} = \text{card}(M_{full})$;
- $M \subset M_{full}$ — текущее множество существенных регрессоров. Мощность множества M равна $m = \text{card}(M)$, $m \leq m_{full}$;
- $M_{res} = M_{full} \setminus M$ — множество оставшихся (несущественных) регрессоров для *Forward Selection*. Мощность множества N равна $m_{res} = \text{card}(M_{res}) = m_{full} - m$;
- $M \cup j$ ($\forall j \in M_{res}$) — рабочее множество существенных регрессоров (мощностью $m + 1$) при *Forward Selection* (добавление регрессора j);
- $M \setminus i$ ($\forall i \in M$) — рабочее множество существенных регрессоров (мощностью $m - 1$) при *Backward Elimination* (исключении регрессора i).

Задача параметрической идентификации заключается в оценке текущего значения вектора параметров модели $\theta(M)$ при заданном множестве регрессоров и сводится к решению уравнения

$$\mathbf{y} = \Phi(M)\theta(M) + \mathbf{e}(M), \quad (3)$$

где \mathbf{y} — вектор-столбец значений выхода; $\Phi(M)$ — матрица, составленная из значений регрессоров, участвующих в представлении; $\mathbf{e}(M)$ — вектор-столбец значений ошибки модели. В общем случае

число уравнений (3) больше числа m неизвестных коэффициентов. Поэтому матрица коэффициентов $\Phi(M)$ является прямоугольной $N \times m$, а система уравнений (3) — переопределенной. Система (3) решается методом наименьших квадратов (МНК), при этом достигается минимум $RSS(M)$. Искомый вектор коэффициентов при регрессорах (вектор параметров модели)

$$\theta(M) = \mathbf{R}^{-1}(M)\mathbf{f}(M) = \mathbf{P}(M)\mathbf{f}(M)$$

выражается через матрицу $\mathbf{P}(M)$, обратную к матрице ковариаций порядка m

$$\mathbf{R}(M) = \Phi^T(M)\Phi(M)$$

и вектор-столбец измерений длины m

$$\mathbf{f}(M) = \Phi^T(M)\mathbf{y}.$$

Для селектирования модели значение $RSS(M)$ представляется в виде

$$\begin{aligned} RSS(M) &= \mathbf{y}^T\mathbf{y} - \mathbf{f}^T(M)\mathbf{R}^{-1}(M)\mathbf{f}(M) = \\ &= s_y - \mathbf{f}^T(M)\mathbf{R}^{-1}(M)\mathbf{f}(M), \end{aligned} \quad (4)$$

где s_y — сумма квадратов выходов. Это дает возможность рассчитывать $RSS(M) \forall M \subset M_{full}$, используя сформированные $\mathbf{R}(M_{full})$ и $\mathbf{f}(M_{full})$ в качестве "строительного материала". Однако расчет по формуле (4) требует обращения матрицы $\mathbf{R}(M)$, а эта операция имеет значительную вычислительную сложность $O(m^3 + m^2 + m)$.

Применение рекуррентного обращения матриц $\mathbf{R}(M)$ при использовании методов *Forward Selection* и *Backward Elimination* [24] позволяет снизить вычислительные затраты для RSS до $O(4m^2 + 4m)$.

Другое представление RSS через матрицу проекций $\mathbf{A}(M)$ размерности $N \times N$ [24, 25]

$$RSS(M) = \mathbf{y}^T\mathbf{A}^T(M)\mathbf{A}(M)\mathbf{y} = \mathbf{y}^T\mathbf{A}^2(M)\mathbf{y}, \quad (5)$$

где

$$\mathbf{A}(M) = \mathbf{I}_N - \Phi(M)\mathbf{R}^{-1}(M)\Phi^T(M),$$

позволяет рекуррентно пересчитывать уже и само значение RSS для *Forward Selection* [24]:

$$RSS(M \cup j) = RSS(M) - \frac{(\mathbf{y}^T\mathbf{A}(M)\boldsymbol{\phi}_j)^2}{\boldsymbol{\phi}_j^T\mathbf{A}(M)\boldsymbol{\phi}_j}, \quad \forall j \in M_{res}.$$

Однако кроме матрицы проекций вычисления RSS по формуле (5) используют \mathbf{y} — вектор-столбец длины N и $\boldsymbol{\phi}_j$ — вектор-столбец матрицы $\Phi(M_{full})$ длины N , которые не формируются при рекуррентном МНК (РМНК).

Еще одной формой RSS (4) является ортогональное представление [26, 27]

$$\begin{aligned} RSS(M) &= \mathbf{r}_m^T \mathbf{r}_m = \mathbf{y}^T\mathbf{y} - \sum_{i=1}^m \frac{(\mathbf{r}_{i-1}^T \mathbf{q}_i)^2}{\mathbf{q}_i^T \mathbf{q}_i} = \\ &= s_y - \sum_{i=1}^m \frac{(\mathbf{r}_{i-1}^T \mathbf{q}_i)^2}{\mathbf{q}_i^T \mathbf{q}_i} = s_y \left(1 - \sum_{i=1}^m ERR_i \right), \end{aligned}$$

позволяющее определять долю каждого из регрессоров в $RSS(M)$ — *Error Reduction Ratio* (ERR_i). В работе [28] предполагается, что по ERR_i можно из $RSS(M)$ пересчитать $RSS(M \setminus i) \forall i \in M$. Однако объем рекурсивных вычислений для всех m значений ERR_i составляет порядка $O(m^4)$, что не дает снижения вычислительных затрат по сравнению с вычислением $RSS(M \setminus i)$ по формуле (4) при рекуррентном пересчете $\mathbf{P}(M \setminus i) = \mathbf{R}^{-1}(M \setminus i)$.

Рекуррентный МНК

В текущей идентификации [29—31] каждое новое уравнение (1) наращивает размер векторов в уравнении (3). Смысл фактора забывания — придать экспоненциальный вес уравнениям (1). Вес уравнения для текущего k -го отсчета (наблюдения) равен единице, для $(k-1)$ -го — λ , $(k-2)$ -го — λ^2 и т. д. Рекомендованное значение фактора забывания $\lambda = 0,980\dots 0,995$ [29, 30]. Отпадает необходимость формирования большой матрицы Φ из всех уравнений (3) для формирования квадратной матрицы $\mathbf{R}(k, M_{full})$ и вектора $\mathbf{f}(k, M_{full})$ (из них формируются любые матрицы $\mathbf{R}(k, M)$ и векторы $\mathbf{f}(k, M)$):

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(k, M_{full}) &= \\ &= \lambda \mathbf{R}(k-1, M_{full}) + \Phi^T(k, M_{full})\Phi(k, M_{full}); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\mathbf{f}(k, M_{full}) = \lambda \mathbf{f}(k-1, M_{full}) + \Phi^T(k, M_{full})\mathbf{y}(k). \quad (7)$$

Значение RSS на каждом шаге рассчитывается как

$$\begin{aligned} RSS(k, M) &= \lambda RSS(k-1, M) + e^2(k, M) = \\ &= s_y(k) - \mathbf{f}^T(k, M)\mathbf{P}(k, M)\mathbf{f}(k, M), \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$s_y(k) = \lambda s_y(k-1) + y^2(k). \quad (9)$$

Вектор параметров определяется как

$$\theta(k, M) = \mathbf{R}^{-1}(k, M)\mathbf{f}(k, M) = \mathbf{P}(k, M)\mathbf{f}(k, M).$$

Для текущей структурной идентификации предполагается, что множество M на k -м отсчете не формируется заново, а получается в результате корректировки или уточнения пошаговыми методами селектирования от $(k-1)$ -го отсчета (наблюдения).

При сохранении множества регрессоров при переходе к k -му отсчету обратная матрица ковариаций может вычисляться рекуррентно

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(k, M) &= \\ &= \left[\mathbf{I} - \frac{\mathbf{P}(k-1, M)\Phi(k, M)\Phi^T(k, M)}{1 + \Phi^T(k, M)\mathbf{P}(k-1, M)\Phi(k, M)} \right] \mathbf{P}(k-1, M). \end{aligned}$$

Для оценки числа точек данных, используемого в критериях селектирования (табл. 1), уравнение для RSS (8) перепишем в виде

$$RSS(k, M) = \sum_{t=0}^k \lambda^{k-t} e^2(t, M).$$

Учитывая, что, по сути, это сумма геометрической прогрессии, в критериях селектирования

(табл. 1) в качестве числа точек данных формально принимается

$$N = \frac{1}{1-\lambda}. \quad (10)$$

Соотношения для вычисления RSS при МНК и РМНК (4) и (8) аналогичны, а формула (10) позволяет использовать критерии селектирования для РМНК.

Постановка задачи

Задача оптимального расчета RSS для всех возможных регрессоров рассматривалась в работе [32]. В настоящей работе задача заключается в представлении соотношений (4) или (8) в виде, позволяющем осуществить рекуррентный пересчет $RSS(M \cup j)$ и $RSS(M \setminus i)$ из $RSS(M)$ и оптимизацию вычислительных затрат при расчете критерия селектирования регрессоров для всех возможных для текущего множества M шагов методов *Forward Selection* и *Backward Elimination*.

Вычисление RSS при использовании метода Forward Selection

Начнем изложение нашего подхода с вычисления $\mathbf{P}(M \cup j)$ ($\forall j \in M_{res}$). Матрица $\mathbf{R}(M \cup j)$ — окаймленная от $\mathbf{R}(M)$ [33]:

$$\mathbf{R}(M \cup j) = \begin{pmatrix} \mathbf{R}(M) & \mathbf{r}(j, M) \\ \mathbf{r}^T(j, M) & r(j, j) \end{pmatrix},$$

где $r(j, j)$ — диагональный элемент матрицы $\mathbf{R}(M_{full})$, соответствующий регрессору $j \in M_{res}$; $\mathbf{r}(j, M)$ — вектор-столбец длины m из элементов $r(j, i)$ матрицы $\mathbf{R}(M_{full})$ для всех $i \in M$.

Обращенную окаймленную матрицу можно представить в виде [33]

$$\mathbf{P}(M \cup j) = \begin{pmatrix} \frac{\mathbf{P}(M) + \mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M)\mathbf{r}^T(j, M)\mathbf{P}(M)}{\alpha(M \cup j)} & \frac{\mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M)}{\alpha(M \cup j)} \\ \frac{\mathbf{r}^T(j, M)\mathbf{P}(M)}{\alpha(M \cup j)} & \frac{1}{\alpha(M \cup j)} \end{pmatrix},$$

где коэффициент

$$\alpha(M \cup j) = r(j, j) - \mathbf{r}^T(j, M)\mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M), \quad (11)$$

или в виде

$$\mathbf{P}(M \cup j) = \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M) & \mathbf{0}_m \\ \mathbf{0}_m^T & 0 \end{pmatrix} + \frac{1}{\alpha(j, M)} \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M) \\ -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M) \\ -1 \end{pmatrix}^T, \quad (12)$$

где $\mathbf{0}_m$ — нулевой вектор-столбец длины m .

Подставляя выражение (12) в соотношение (4), получим

$$\begin{aligned} RSS(M \cup j) &= s_y - \mathbf{f}^T(M \cup j)\mathbf{P}(M \cup j)\mathbf{f}(M \cup j) = \\ &= s_y - (\mathbf{f}^T(M)f(j)) \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M) & \mathbf{0}_m \\ \mathbf{0}_m^T & 0 \end{pmatrix} + \\ &+ \frac{1}{\alpha(j, M)} \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M) \\ -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M) \\ -1 \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \mathbf{f}(M) \\ f(j) \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Сгруппировав, выделим в правой части $RSS(M)$ и обозначим скаляр

$$\begin{aligned} \beta(M \cup j) &= (\mathbf{f}^T(M)f(j)) \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M) \\ -1 \end{pmatrix} = \\ &= \mathbf{f}^T(M)\mathbf{P}(M)\mathbf{r}(j, M) - f(j) = \mathbf{b}(M)\mathbf{r}(j, M) - f(j). \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда получим окончательно

$$RSS(M \cup j) = RSS(M) - \frac{\beta^2(M \cup j)}{\alpha(M \cup j)}, \quad \forall j \in M_{res}. \quad (14)$$

Вычислительные затраты составляют $O(m^2 + 2m + 2)$ без вычисления вектор-строки $\mathbf{b}(M)$ длины m (о его вычислении будет сказано ниже).

Вычисление RSS с использованием метода Backward Elimination

Представим множество регрессоров действующей модели M таким образом, чтобы удаляемый регрессор был последним — это существенно упрощает выкладки. Представим матрицу $\mathbf{P}(M)$ в виде блочной матрицы:

$$\mathbf{P}(M) = \begin{pmatrix} \mathbf{P}_1(M) & \mathbf{p}_2(M) \\ \mathbf{p}_2^T(M) & p(m, m) \end{pmatrix},$$

тогда обратная матрица ковариаций $\mathbf{P}(M \setminus i)$ порядка $(m-1)$ определится как [33]

$$\mathbf{P}(M \setminus i) = \mathbf{P}_1(M) - \frac{\mathbf{p}_2(M)\mathbf{p}_2^T(M)}{p(m, m)}.$$

Дополним ее нулями до порядка m и выделим исходную матрицу $\mathbf{P}(M)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_0(M \setminus i) &= \begin{pmatrix} \mathbf{P}(M \setminus i) & \mathbf{0}_{m-1} \\ \mathbf{0}_{m-1}^T & 0 \end{pmatrix} = \\ &= \mathbf{P}(M) - \begin{pmatrix} \mathbf{p}_2(M)\mathbf{p}_2^T(M)/p(m, m) & \mathbf{p}_2(M) \\ \mathbf{p}_2^T(M) & p(m, m) \end{pmatrix} = \\ &= \mathbf{P}(M) - \frac{1}{p(m, m)} \begin{pmatrix} \mathbf{p}_2(M) \\ p(m, m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{p}_2(M) \\ p(m, m) \end{pmatrix}^T. \end{aligned} \quad (15)$$

Число операций типа умножение при вычислении RSS

Шаг	Простой пересчет по формуле (4)	Пересчет по формулам (14), (18)
<i>Forward Selection</i> для всех $M \cup j \forall j \in M_{res}$	$((m+1)^3 + (m+1)^2 + m+1)m_{res}$	$(m^2 + 2m + 2)m_{res}$
<i>Backward Elimination</i> для всех $M \setminus i \forall i \in M$	$((m-1)^3 + (m-1)^2 + m-1)m$	$m^2 + 2m$

Таблица 3

Множество кандидатов в регрессоры

№ кандидата	Кандидат	№ кандидата	Кандидат
1	$u(k-1)$	11	$u(k-1)y(k-2)$
2	$u(k-2)$	12	$u(k-1)y(k-3)$
3	$u(k-3)$	13	$u(k-2)y(k-2)$
4	$u(k-4)$	14	$u(k-2)y(k-2)$
5	$u(k-5)$	15	$u(k-2)y(k-3)$
6	$y(k-1)$	16	$u(k-1)^2$
7	$y(k-2)$	17	$u(k-2)^3$
8	$y(k-3)$	18	$u(k-3)^3$
9	$y(k-4)$	19	$y(k-1)^3$
10	$u(k-1)y(k-1)$	20	1

Далее подставим соотношение (15) в формулу (4):

$$\begin{aligned} \text{RSS}(M \setminus i) &= s_y - \mathbf{f}^T(M \setminus i) \mathbf{P}(M \setminus i) \mathbf{f}(M \setminus i) = \\ &= s_y - \mathbf{f}^T(M) \mathbf{P}_0(M \setminus i) \mathbf{f}(M) = s_y - \mathbf{f}^T(M) \times \\ &\times \left(\mathbf{P}(M) - \frac{1}{p(m, m)} \begin{pmatrix} \mathbf{p}_2(M) \\ p(m, m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{p}_2(M) \\ p(m, m) \end{pmatrix}^T \right) \mathbf{f}(M). \end{aligned}$$

Обозначив скаляры

$$\beta(M \setminus i) = \mathbf{f}^T(M) \begin{pmatrix} \mathbf{p}_2(M) \\ p(m, m) \end{pmatrix}, \quad (16)$$

$$\alpha(M \setminus i) = p(m, m) \quad (17)$$

и выделив $\text{RSS}(M)$, получим рекуррентную формулу [34]

$$\text{RSS}(M \setminus i) = \text{RSS}(M) + \frac{\beta^2(M \setminus i)}{\alpha(M \setminus i)}. \quad (18)$$

Вычислительные затраты составляют $O(m+2)$.

Поскольку второй сомножитель в формуле (16) является столбцом матрицы $\mathbf{P}(M)$, то для всех регрессоров множества M сформируем вектор-строку длины m :

$$\mathbf{b}(M) = \|\beta(M \setminus i)\| = \mathbf{f}^T(M) \mathbf{P}(M), \quad (19)$$

которая используется для расчета $\beta(M \cup j)$ в формуле (13).

В табл. 2 приведено сопоставление вычислительной эффективности предложенного алгоритма вычисления RSS с пересчетом по формуле (4) (при рекуррентном обращении матриц $\mathbf{R}(M \cup j)$ и $\mathbf{R}(M \setminus i)$).

Пример

В качестве примера рассматривается построение модели типа NARX [26, 28] для канала "Расход топлива — число оборотов турбины низкого давления" турбовинтовентиляторного двигателя в текущей структурно-параметрической идентификации. Зададимся предельным значением дисперсии ошибки модели $D_e = 16,8$ и $\lambda = 0,99$, что соответствует норме $\text{RSSN} = 1680$. Определим 20 кандидатов в регрессоры (множество M_{full}), их набор представлен в табл. 3. На каждом шаге самонастройки будем определять минимальное подмножество M (множество минимальной мощности), для которого $\text{RSS}(M) \leq \leq \text{RSSN}$ (хотя можно было выбрать один из представленных выше критериев). На рис. 1 показаны входной и выходной сигналы объекта, предсказание модели, а также показатели ошибки. На рис. 2 отражена диаграмма наличия регрессоров в текущей модели, этапы и шаги селектирования kol_s по тактам k , а также сопоставление числа операций типа умножения при вычислении RSS с простым расчетом (рис. 2, з). Формальное среднее число регрессоров — 6,79. Число операций умножения kol_x при пересчете RSS для всех шагов селектиро-

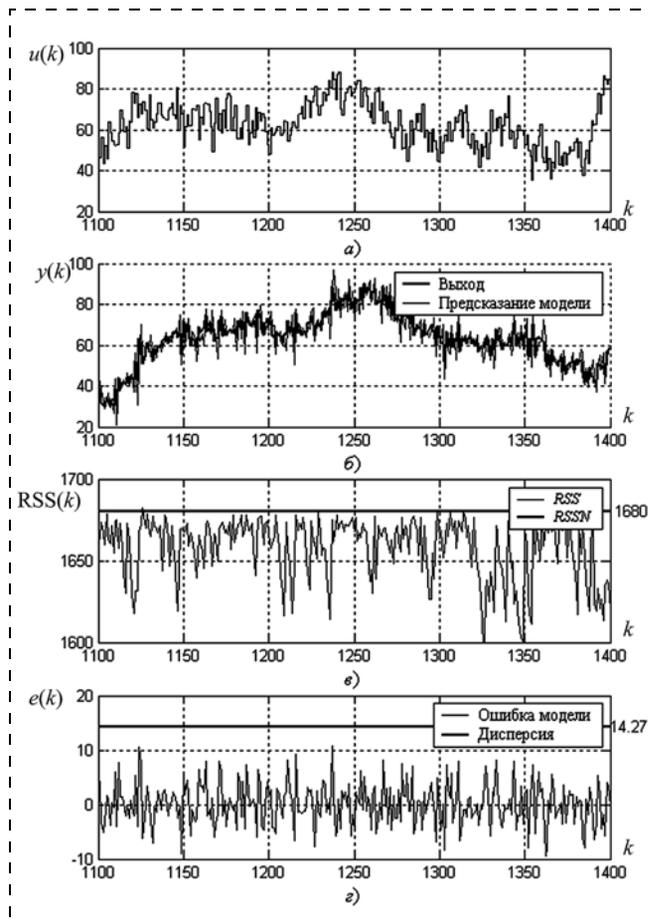


Рис. 1. Вход/выход объекта и модели, показатели ошибки: а — вход $u(k)$; б — выход объекта $y(k)$; в — показатель $\text{RSS}(k)$; г — ошибка $e(k)$ и ее дисперсия

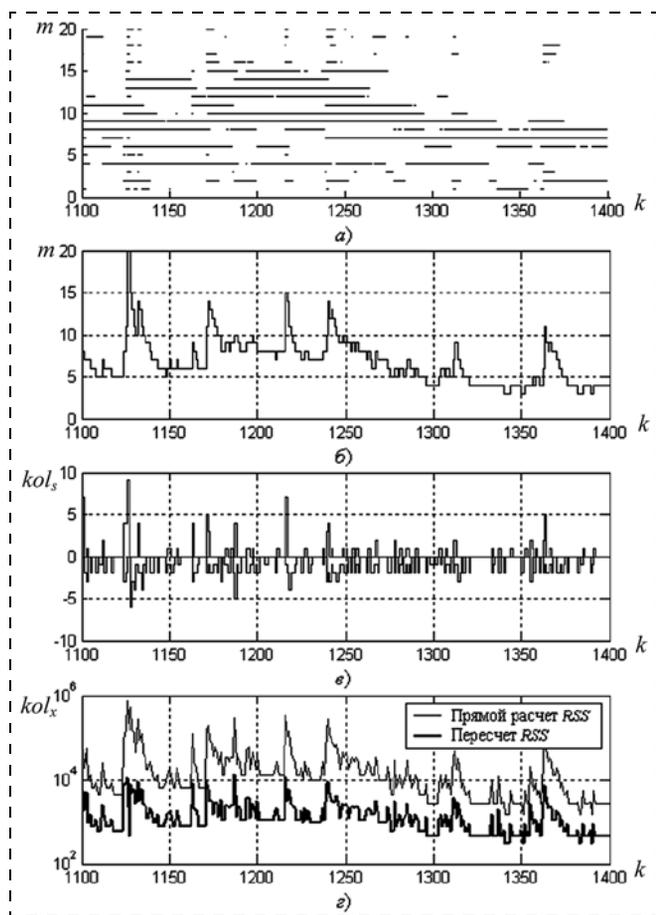


Рис. 2. Регрессоры, шаги селективования и вычислительные затраты:
 а — диаграмма наличия регрессоров; б — число регрессоров;
 в — число шагов селективования kol_s вперед (≥ 0) и назад (< 0);
 г — сравнение числа операций типа умножение kol_x для двух алгоритмов вычисления RSS

вания снизилось в 17 раз по сравнению с прямым вычислением RSS.

Заключение

Предложен алгоритм, в котором все m_{full} значений RSS для всех возможных шагов методов *Forward Selection* и *Backward Elimination* вычисляются с минимальным числом операций без явного обращения матриц ковариаций. Интегральное число операций типа умножение при вычислениях по сравнению с расчетом по формуле (4) снижается в $m \dots m^2$ раз, где m — мощность множества M . Расчет значений RSS по предложенному алгоритму эффективен при текущей пошаговой структурно-параметрической идентификации.

Список литературы

1. **Efroymson M. A.** Multiple regression analysis / in Ralston A. and Wilf H. S. editors // *Mathematical Methods for Digital Computers*. Wiley, 1960.
2. **Эйкхофф П.** Современные методы идентификации систем. М.: Мир, 1983. 400 с.
3. **Larose D. T.** Data mining methods and models. John Wiley & Sons Inc., 2006. 385 p.
4. **URL:** http://en.wikipedia.org/wiki/Residual_sum_of_squares.
5. **Hocking R. R.** The Analysis and Selection of Variables in Linear Regression // *Biometrics*. 1976. N 32. P. 1—49.

6. **Claeskens G., Hjort N. L.** Model Selection and Model Averaging. NY: Cambridge University Press, 2008. 320 p.
7. **Kadane J. B., Lazar N. A.** Methods and Criteria for Model Selection // *Journal of the American Statistical Association*. 2004. N 465 (99). P. 279—290.
8. **Akaike H.** Information Theory and an Extension of the Maximum Likelihood Principle / In Petrov B. N. and Csaki F. editors // 2nd International Symposium on Information Theory: 267—81. Budapest: Akademiai Kiado, 1973.
9. **Schwarz G.** Estimating the Dimension of a Model // *Annals of Statistics*. 1978. N 6. P. 461—464.
10. **Stone M.** Cross-validatory choice and assessment of statistical predictions // *Journal of the Royal Statistical Society. Ser. B*. 1974. N 36. P. 111—147.
11. **Hurvich C. M., Tsai C. L.** Regression and time series model selection in small samples // *Biometrika*. 1989. N 76. P. 297—307.
12. **Hannan E. J., Quinn B. G.** The Determination of the Order of an Autoregression // *Journal of the Royal Statistical Society*. 1979. N 41 (B). P. 190—195.
13. **Akaike H.** Statistical predictor identification // *Ann. Znst. Statist. Math*. 1970. N 22. P. 203—17.
14. **Box G. E. P.** Non-normality and tests on variances // *Biometrika*. 1953. N 40. P. 318—335.
15. **Mallows C. L.** Some Comments on CP // *Technometrics*. 1973. N 15 (4). P. 661—675.
16. **Theil H.** *Economic Forecasts and Policy*. Holland, Amsterdam: North, 1961. 567 p.
17. **Yang J., Honavar V.** Feature subset selection using a genetic algorithm // *IEEE Intelligent Systems*. 1998. N 13 (2). P. 44—49.
18. **Chen S., Wu Y., Luk B. L.** Combined Genetic Algorithm Optimization and Regularized Orthogonal Least Squares Learning for Radial Basis Function Networks // *IEEE Transactions on neural networks*. 1999. N 5 (10). P. 1239—1243.
19. **Depczynski U., Frost V. J., Molt K.** Genetic algorithms applied to the selection of factors in principal component regression // *Analytica Chimica Acta*. 2000. V. 420. P. 217—227.
20. **Madar J., Abonyi J., Szeifert F.** Genetic programming for the identification of nonlinear input-output models // *Industrial and Engineering Chemistry Research*. 2005. N 44 (9). P. 3178—3186.
21. **Akbić O., Bozdoğan H.** Predictive subset selection using regression trees and RBF neural networks hybridized with the genetic algorithm // *European journal of pure and applied mathematics*. 2011. N 4 (4). P. 467—485.
22. **Longhmanian S. M. R., Yusof R., Khalid M., Ismail F. S.** Polynomial NARX model structure optimization using multi-objective genetic algorithm // *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*. 2012. N 10 (8B). P. 7341—7362.
23. **Ing C.-K., Lai T. L.** Stepwise regression method and consistent model selection for high-dimensional sparse linear models // *Statistica Sinica*. 2011. N 21. P. 1473—1513.
24. **Orr M. J. L.** Introduction to radial basis function networks // Technical report. Institute for Adaptive and Neural Computation, Division of Informatics, Edinburgh University, 1996. URL: www.anc.ed.ac.uk/~mjo/papers/intro.ps.
25. **Hamilton W. C.** *Statistics in Physical Science*. New York: Ronald Press, 1964. 230 p.
26. **Wei H. L., Billings S. A.** Model structure selection using an integrated forward orthogonal search algorithm assisted by squared correlation and mutual information // *International Journal of Modelling Identification and Control*. 2008. N 3 (4). P. 341—356.
27. **Li K., Peng J., Irwin G.** A fast nonlinear model identification method // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2005. N 8 (50). P. 1211—1216.
28. **Farina M., Piroddi L.** Identification of Polynomial Input-Output Recursive Models with Simulation Error Minimization Methods // *International Journal of Systems Science*. 2012. N 2 (43). P. 319—333.
29. **Изерман П.** Цифровые системы управления: Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 541 с.
30. **Льюнг Л.** Идентификация систем. Теория для пользователя: Пер. с англ. / Под ред. Я. З. Цыпкина. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1991. 432 с.
31. **Kim S.-P., Sanchez J. C., Principe J. C.** Real time input subset selection for linear time-variant MIMO systems // *Optimization Methods and Software — Special Issue: Systems Analysis, Optimization and Data Mining in Biomedicine*. 2007. V. 22, Iss. 1. P. 83—98.
32. **Morgan J. A., Tatar J. F.** Calculation of the residual sum of squares for all possible regressions // *Technometrics*. 1972. N 15. P. 497—508.
33. **Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А.** Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984. 320 с.
34. **Jung T., Polani D.** Sequential Learning with LS-SVM for Large-Scale Data Sets // In Proc. 16th ICANN. 2006. P. 381—390.

УДК 658.012.11

В. И. Раков, д-р техн. наук, проф., rakov2010vi@mail.ru,
О. В. Захарова, канд. техн. наук, ст. преподаватель, svaig@mail.ru,
Госуниверситет — УНПК, г. Орел

Исследование вычислительных возможностей повышения быстродействия цифровых регуляторов для приводов технологического оборудования¹. Часть 1. Сокращение времени исполнения программ

Обсуждается необходимость создания предельно быстродействующих цифровых регуляторов. Выделены этапы ускорения процесса исполнения программы и ускорения проведения вычислительных операций в АЛУ. Выбрано направление ускорения процесса исполнения программы управления.

Ключевые слова: регулятор, контроллер, производительность

V. I. Rakov, O. V. Zakharova

Research Computing Opportunities of Increase of Speed of Digital Regulators for Drives of Processing Equipment. Part 1. Reduction of Time of Execution of Programs

The requirement of creation of extremely high-speed digital regulators is discussed. Stages on reduction of time of execution of programs and for reduction of time of carrying out computing operations are allocated. The realization direction on providing the minimum time of execution of programs of management is chosen.

Keywords: regulator, controller, productivity

В соответствии с концепцией Академии наук СССР по промышленному применению вычислительных и управляющих машин, утвержденной на сессии Академии наук СССР по автоматизации в 1956 г., началось внедрение цифровых вычислительных машин (ЦВМ) в структуры промышленных систем управления. К числу первых внедренных отечественных промышленных систем относят систему управления экспериментальным комплексом радиолокационных станций в реальном масштабе времени с вычислительными средствами ЭВМ М2, М4 (1962—1964 г., разработка Радиотехнического института АН СССР, ИНЭУМ и Загорского электромеханического завода) и систему управления "Комплекс" на первом блоке ТЭЦ-21 в Москве (1964 г., разработка ЦНИИКА). Первой системой, внедренной в промышленность за рубежом, считают систему управления на нефтеперерабатывающем заводе в Порт Артуре штата Техас фирмы Тексако в 1959 г.

¹ Исследование выполнено при поддержке "Госуниверситет — УНПК" по теме "Разработка программной системы поддержки процесса управления в предаварийных состояниях для восстановления нормальной работы", приказ № 7-н/26 от 23.10.13".

В настоящее время цифровые вычислительные машины стали неотъемлемым компонентом производственных процессов любого промышленного предприятия в его структурах АСУ и системах автоматизации в целом. Цифровые вычислительные машины в промышленном или индустриальном исполнении стали именовать промышленными контроллерами (ПК), иногда называемыми индустриальными ЭВМ или индустриальными компьютерами. Современный ПК представляет собой композицию компонентов программируемых логических контроллеров (ПЛК), цифровых контурных регуляторов (ЦКР), контроллеров с экспертной технологией и компонентов технических средств организации ярусной структуры [1].

Несмотря на значительные достижения в построении микропроцессорных средств автоматизации (примерами могут быть ПЛК производства "Modicon", "Allen Bradley", "HoneyWell", "Fanuc", "Mitsubishi Electric", "Omron", "Siemens", "Octagon Systems", "Завод электроники и механики", ОАО "Электропривод", ВНИИЭМ; ЦКР производства "Taylor Instrument", "Motorola", НПО "Светлана",

"Doric Scientific", "HoneyWell", "Robertshaw", "Texas Instruments", "Semiconductor"; интеллектуальные датчики производства "HoneyWell", "Siemens", "Moeller", "Finder", "Block", "Pffannenberg", "Phoenix", ВНИИ автоматики им. Н. Л. Духова; интеллектуальные исполнительные механизмы производства "Schneider Electric", "АБС 3ЭиМ Автоматизация", "Sew-eurodrive") [2], до настоящего времени остаются открытыми вопросы построения быстродействующих ЦКР для использования в нижних уровнях систем автоматизации (уровнях управления технологическими процессами — Input/Output, Control и MMI) [3].

Считается, что такое положение принципиально обусловлено алгоритмическим методом обработки данных в ПК как цифровых вычислительных машинах и что временная задержка вычисления управляющего воздействия, неотъемлемая от алгоритмического процесса обработки, определяет фактически верхнюю грань быстродействия цифровой аппаратуры [4–7].

Несмотря на общую тенденцию перехода на процессорную технику в структурах управления всех уровней систем автоматизации [8–12], отсутствие конкурирующего быстродействия со стороны цифровых регуляторов, естественно, привело к их дистанционированию от аналоговых регуляторов. Например, стали отличать цифровые регуляторы от оптимальных, модальных и адаптивных регуляторов [13] или рассматривать цифровые регуляторы как специфичную дискретную форму реализации [12].

Особенно остро вопросы быстродействия ЦКР коснулись цифровых систем управления технологическими процессами разрушения горных пород буровыми станками взрывных скважин.

Особенности организации управления буровыми агрегатами

Начиная с 2010 г. основным видом оборудования в комплексах открытых горных работ при добыче полезных ископаемых являются буровые станки серии СБШ-250МН (завод "Рудормаш", г. Воронеж) с системой привода "тиристорный преобразователь — привод постоянного тока") и СБШС-250Н (завод НКМЗ, г. Краматорск) с системой привода "транзисторный преобразователь — асинхронный двигатель") [14], представленные соответственно на

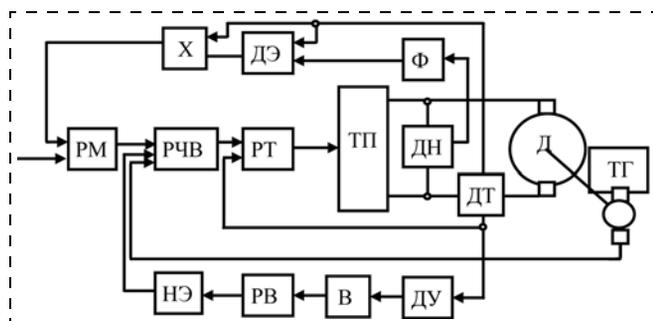


Рис. 1. Привод постоянного тока бурового станка

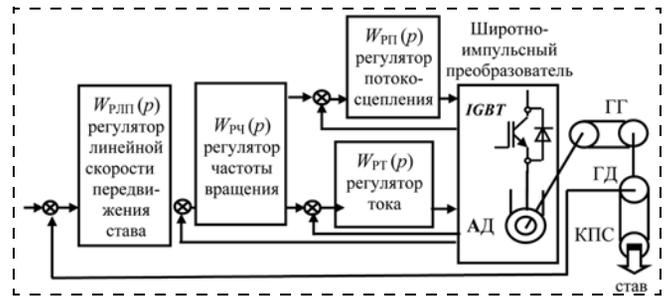


Рис. 2. Привод переменного тока бурового станка

рис. 1 и 2, на которых приняты следующие обозначения: ТП — тиристорный преобразователь; ДН — датчик напряжения; ДТ — датчик тока; ТГ — тахогенератор; Д — двигатель постоянного тока; Ф — фильтр (апериодическое звено); ДЭ — датчик ЭДС; Х — умножитель (на выходе мощность на валу двигателя); РМ — регулятор мощности; РЧВ — регулятор частоты вращения; РТ — регулятор тока; ДУ — дифференцирующее устройство; В — выпрямитель; РВ — регулятор вибраций; НЭ — нелинейный элемент; ГГ — гидрогенератор; ГД — гидродвигатель; КПС — канатно-полиспастная система; АД — асинхронный двигатель.

В системе привода "тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока" предельная частота управляющих импульсов составляет 300 Гц, что определяется шестипульсовой системой подачи питания. Это значение непосредственно определяет интервал времени $\frac{1}{300}$ с, в течение которого циф-

ровые вычислительные средства должны сформировать управляющие воздействия. Для повышения быстродействия привода перешли от системы привода "тиристорный преобразователь — двигатель постоянного тока" на систему привода "транзисторный преобразователь — асинхронный двигатель" с частотой управляющих импульсов 40 тыс. Гц, что определило системе управления интервал времени в $\frac{1}{40\,000}$ с для формирования управляющих воздействий. Переход от тиристорного преобразователя к транзисторному преобразователю, т. е. от интервала $\frac{1}{300}$ с к интервалу $\frac{1}{40\,000}$ с, в течение которого рассчитываются управляющие воздействия, требует *существенного* повышения производительности ЦКР (более чем на 2 порядка). И уже здесь проявляется *потребность в создании быстродействующих вычислительных средств для ЦКР.*

Потребность повышения быстродействия не исчерпалась повышением частоты коммутации силовых ключей преобразователя. Ситуация усугубилась спецификой технологических процессов разрушения горных пород буровыми станками взрывных скважин. Как установили акад. Г. Г. Пивняк и А. С. Бешта (НАН Украины) [15], при увеличении

Примерная оценка времени вычисления управляющих воздействий $U(nT)$

№	Формулы вычислений	Число операций	"Texas Instruments" C2000 <i>Concerto</i> ($\tau = 6,7$ нс)	"NXP Semiconductor" LPC4000 ($\tau = 10$ нс)
1	$K_0 = k_{\Pi} + k_{И}T + k_{Д}/T$	4	$4 \times 6,7 \approx 27$	$4 \times 10 = 40$
2	$K_{-1} = -(k_{\Pi} + 2k_{Д}/T)$	4	$4 \times 6,7 \approx 27$	$4 \times 10 = 40$
3	$K_{-2} = k_{Д}/T$	1	$1 \times 6,7 \approx 6,7$	$1 \times 10 = 10$
4	$\Delta x(nT) = x_0(nT) - x(nT)$	1	$1 \times 6,7 \approx 6,7$	$1 \times 10 = 10$
5	$U(nT) = U((n-1)T) + K_0\Delta x(nT) + K_{-1}\Delta x((n-1)T) + K_{-2}\Delta x((n-2)T)$	6	$6 \times 6,7 \approx 40$	$6 \times 10 = 60$
6	Всего	16	$16 \times 6,7 \approx 110$ нс	$16 \times 10 \approx 160$ нс

массы исполнительных механизмов снижаются их собственные частоты колебания, что приводит к появлению резонансных всплесков в полосах пропускания контуров управления. Иными словами, на каждом интервале дискретизации широтно-импульсного преобразователя надо рассчитывать собственные частоты колебания бурового става в зависимости от его длины и глубины погружения в породу, рассчитывать новые уставки регуляторов тока, скорости вращения и давления, новые настроечные параметры, а также соответствующие управляющие воздействия [16–19], причем делать это для обоих электроприводов подачи (давления) и вращения бурового станка. Учитывая, что расчет собственных частот колебаний бурового става связан с решением дифференциальных уравнений в частных производных, описывающих продольные, крутильные и поперечные колебания штанги става и имеющих громоздкие вычислительные алгоритмы, то время на расчет управляющих воздействий уменьшается как минимум на порядок. Таким образом, возникает потребность увеличения быстродействия еще на порядок, т. е. время расчета управляющих воздействий снижается в границы примерно $1/400\,000$ с = 2,5 мкс для расчета каждого регулятора.

Структура цифрового ПИД регулятора представлена на рис. 3, где $x_0(t)$ — задающее воздействие (уставка); $\Delta x(t)$ — рассогласование в текущий момент (отклонение, ошибка, невязка); $U(t)$ — управляющее воздействие; $\lambda(t)$ — возмущающее воздействие на объект; $x(t)$ — регулируемая величина; ЭС — элемент сравнения; $\Delta x(t)$ пропорционален $x_0(t) - x(t)$.

Для оценки возможности использования самых быстродействующих на сегодняшний день сигнальных процессоров C2000 *Concerto* ("Texas Instruments") и LPC4000 ("NXP Semiconductor") с временем τ отра-

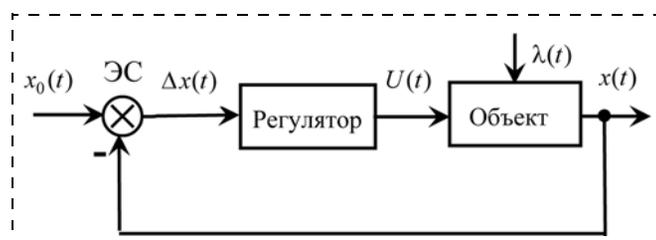


Рис. 3. Структура схемы регулирования

ботки вычислительной операции соответственно 6,7 и 10 нс используем известные формулы расчета управляющих воздействий (см. например, [10, 20–22]):

$$U(nT) = U((n-1)T) + K_0[x_0(nT) - x(nT)] + K_{-1}\Delta x((n-1)T) + K_{-2}\Delta x((n-2)T);$$

$$K_0 = k_{\Pi} + k_{И}T + k_{Д}/T, K_{-1} = -(k_{\Pi} + 2k_{Д}/T); K_{-2} = k_{Д}/T, n = 2, 3, \dots;$$

$$U(nT)|_{n=0} = k_{\Pi}x_0(0);$$

$$U(nT)|_{n=1} = (k_{\Pi} + k_{И}T + k_{Д}/T)x_0(T) - (k_{\Pi} + k_{И}T + k_{Д}/T)x(T) - (k_{Д}/T)x_0(0),$$

где $t = nT$; k_{Π} , $k_{И}$, $k_{Д}$ — настроечные параметры регулятора; T — период дискретизации (табл. 1).

В табл. 1 (строка 6) приведено "чистое" время расчета управляющих воздействий, составляющее, соответственно, примерно 110 и 160 нс.

Однако фактически уже сами загрузки и обращения к операндам увеличивают время вычисления управляющих воздействий в зависимости от способа программирования более чем в 3 раза, что показательно даже на простейших программах без масштабирования для процессоров *Motorola MC56F8xxx* (фрагменты текста программ предоставлены проф. С. Л. Косчинским, "Госуниверситет — УНПК", г. Орел):

```

1) с использованием последовательных инструкций:
// последовательный способ расчета ПИД
// регулятора на
// сигнальном процессоре Motorola MC56F8xxx
// регистр a — 32 бит накапливает результат
// регистры x0, y0, y1 — 16-битовые регистры
// промежуточного результата
// 1 цикл = 16,7 нс
move.w Err, x0 // загрузил тек. ошибку (2 цикла)
move.w #kP, y0 // коэфф. передачи
// П-составляющей (2 цикла)
mpy x0, y0, a // (a) = (x0)*(y0) (1 цикл)
move.w sumI, y1 // загрузил сумму И-составляющей
// sumI (2 цикла)
add x0, y1 // прибавил ошибку Err к sumI
// (1 цикл)
move.w y1, sumI // сохранил sumI для следующих
// циклов (2 цикла)

```

```

move.w #kI, y0 // коэфф. передачи
// И-составляющей (2 цикла)
mac y0, y1, a // (a) = (a) + (y0)*(y1) (1 цикл)
sub.w Err_1, x0 // вычислил Err-Err_1 (e[n]-e[n-1])
// (2 цикла)
move.w #kD, y0 // коэфф. передачи
// Д-составляющей (2 цикла)
macr x0, y0, a // (a) = (a) + (x0)*(y0) в (a)
// округленный результат
// расчета ПИД регулятора (1 цикл)
move.w Err, Err_1 // переписываю пред. значение
// ошибки на текущее (3 цикла)

```

Итого: 21 цикл (из них только 6 циклов арифметических операций);

2) с использованием параллельных инструкций:

```

// способ расчета ПИД регулятора на
// сигнальном процессоре Motorola MC56F8xxx,
// использующий параллельные инструкции
// регистр a — 32 бит накапливает результат
// регистры x0, y0, y1 — 16-битовые регистры
// промежуточного результата
// r0 — индексный регистр, указывающий
// на массив коэффициентов
// kP, kI, kD
// 1 цикл = 16,7 нс
movei.w адрес_массива_коэф, r0
// (2 цикла)
move.w Err, x0 // загрузил тек. ошибку
// (2 цикла)
move.w x:(r0)+, y0 // (y0) = kP коэфф. передачи
// П-сост. (2 цикла)
mru x0, y0, a x:(r0)+, y0 // (a) = (x0)*(y0), (y0) = kI
// (1 цикл)
move.w sumI, y1 // загрузил сумму И-состав-
// ляющей sumI (2 цикла)
add x0, y1 // прибавил ошибку Err
// к sumI (1 цикл)
move.w y1, sumI // сохранил sumI для сле-
// дующих циклов (2 цикла)
mac y0, y1, a x:(r0)+, y0 // (a) = (a) + (y0)*(y1),
// (y0) = kD (1 цикл)
sub.w Err_1, x0 // вычислил Err-Err_1
// (e[n]-e[n-1]) (2 цикла)
macr x0, y0, a // (a) = (a) + (x0)*(y0) в (a)
// округленный
// результат расчета ПИД
// регулятора (1 цикл)
move.w Err, Err_1 // переписываю пред. значе-
// ние ошибки на текущее
// (3 цикла)

```

Итого: 18 циклов (из них только 6 циклов на арифметические операции).

Между тем, увеличение времени вычислений управляющих воздействий при проведении мас-

штабирования может увеличить его еще более чем в 2...5 раз. Иными словами, в реальности время вычисления управляющих воздействий даже для самых быстродействующих сигнальных процессоров может возрасти со 110 и 160 нс до соответственно $110 \times 15 = 1650$ нс = 1,65 мкс и $160 \times 15 = 2400$ нс = 2,4 мкс для каждого регулятора (загрузки и обращения увеличивают время в три раза, а масштабирование — еще в пять раз). При использовании одного сигнального процессора на обсчет и управление всеми регуляторами бурового станка (см. рис. 2) и с учетом независимого влияния собственных частот колебаний буровой штанги на показатели каждого регулятора суммарное время расчетов составит не менее чем соответственно $1,65 \text{ мкс} \times 4 = 6,6 \text{ мкс}$ и $2,4 \text{ мкс} \times 4 = 9,6 \text{ мкс}$, что значительно больше, чем интервал $1/400\,000 \text{ с} = 2,5 \text{ мкс}$, выделяемый сигнальному процессору (ЦКР) системой привода "Транзисторный преобразователь — асинхронный двигатель".

Даже если каждый регулятор реализовывать на отдельном сигнальном процессоре, то длительности $110 \times 15 = 1650$ нс = 1,65 мкс и $160 \times 15 = 2400$ нс = 2,4 мкс возрастут за счет потребности проведения оценки "правильности" вычисления, т. е. дополнительного обсчета выбранного предиката оценки качества полученного управляющего воздействия, а время получения такого предиката может быть соизмеримо с временем вычисления самого управляющего воздействия, что может вывести общее время вычислений далеко за границы интервала $1/400\,000 \text{ с} = 2,5 \text{ мкс}$.

Таким образом, время, за которое цифровая система управления может обсчитывать регуляторы, уменьшилось с $1/300 \text{ с}$ для формирования всех параметров при тиристорном управлении максимально до $1/400\,000 \text{ с}$ при транзисторном управлении с учетом отмеченных сопутствующих задач по решению дифференциальных уравнений. Другими словами, задача регулирования привода переменного тока бурового станка в полном объеме решаемых вопросов на настоящий момент времени невыполнима даже на самых быстрых процессорах фирм "Texas Instruments" и "Semiconductor".

Поскольку проектировщики электроприводов будут и дальше увеличивать частоту дискретизации для того, чтобы напряжение на статоре асинхронного двигателя было как можно ближе к синусоидальному сигналу, то время на расчет управляющих воздействия будет и далее *уменьшаться, и вполне реально достижение нано- и пикосекундного диапазонов*, что фактически потребует не просто существенного повышения быстродействия ЦКР, а создания предельно быстродействующих ЦКР или, в общем, создание сверхбыстродействующих *вычислительных средств управления*.

В работе предложено методическое направление по достижению предельного быстродействия цифровых регуляторов. В первой части работы исследованы вопросы организации быстродействующего

исполнения *последовательности команд* программы, во второй — вопросы организации *неалгоритмического исполнения вычислительных операций* в арифметико-логическом устройстве (АЛУ) процессора цифрового регулятора для существенного увеличения производительности.

Возможности повышения быстродействия

В целом публикации по тематике разработки быстродействующих цифровых регуляторов достаточно обширны и превосходят десятки тысяч предложений (в чем легко удостовериться с помощью любого интернет-"поисковика", введя в строку поиска текст типа "Разработка быстродействующего цифрового регулятора"). Выделяются несколько групп направлений исследований, способствующих повышению быстродействия, которые в смысловом аспекте представляются следующими работами.

1. Значительная часть работ, фактически, является примером использования идей инженерного подхода *Говарда Джонсона* и *Мартина Грэхема* (1993) [23] к проектированию цифровых схем с учетом принципов аналоговой схемотехники (схемотехническая проблематика) для достижения нормального функционирования быстродействующей аппаратуры, т. е. для того, чтобы короткие фронты сигналов, приводящие к усилению проявления аналоговых эффектов, не приводили к искажениям цифровых сигналов почти до неузнаваемости, что, в конечном итоге, существенно сокращает временные задержки в трактах преобразований и, тем самым, повышает быстродействие.

2. Выделяются исследования, например работы [27, 28], в которых структура системы управления *изоморфна* структуре математической модели вычисления управляющего воздействия, в силу чего в аппаратуре отсутствуют преобразователи, вносящие дополнительные временные задержки, что и приводит к достижению методически высокого быстродействия (структурная проблематика). В данном случае показательна заметка [21], в которой представлена структурная схема ПИД регулятора, адекватная структуре дискретной формулы вычисления управляющего воздействия (рис. 4).

3. Часть исследований касается создания *алгоритмов* функционирования аппаратуры, обеспечивающих заданные динамические показатели процессов регулирования [4, 10, 24—26] (алгоритмическая проблематика). При этом процесс создания алгоритмов ориентирован на получение алгоритмов минимальной длины, что нацелено на уменьшение временных задержек и, тем самым, методически способствует улучшению показателей быстродействия.

4. Наконец, можно отдельно отметить исследования, достигающие цели двух предыдущих групп [10, 12, 29], с предварительным построением оптимальных (в определенном смысле) формул вычисления управляющих воздействий, которые также нацелены и на повышение производительности цифровой части системы управления (оптимизационная проблематика).

Однако, несмотря на известную продуктивность отмеченных направлений исследований, остался неучтенным существенно важный, по нашему мнению, фактор, влияющий на быстродействие цифровых систем управления, если в этих системах используются промышленные контроллеры выполняющие функции регуляторов или устройств, организующих согласованное функционирование контуров управления или нижних уровней систем автоматизации, а не предназначены только для обработки *функций поддержки* различных интеллектуальных усилий человека. Такие цифровые системы будем для определенности именовать микропроцессорными системами управления.

Этот фактор обусловлен самим "процессорным" характером функционирования промышленного контроллера как цифровой вычислительной машины (ЦВМ), влияние которого на быстродействие цифровых систем управления было отмеченное еще в 70-е годы прошлого века на заре автоматизации [8, 30—33], начиная с опыта эксплуатации первой промышленной системы управления на нефтеперерабатывающем заводе в Порт Артуре штата Техас (хотя сам термин "процессор" тогда еще не использовался).

Прежде всего, такой "процессорный" характер обусловлен потребностью решения на всех уровнях иерархии управления:

- 1) вопросов организации исполнения *последовательности команд* любой программы, включая и программы управления;
- 2) вопросов организации *алгоритмического исполнения вычислительной операции* в арифметико-логическом устройстве (АЛУ) процессора.

Будем для определенности эти вопросы называть процессорной проблематикой. В частности, на ниж-

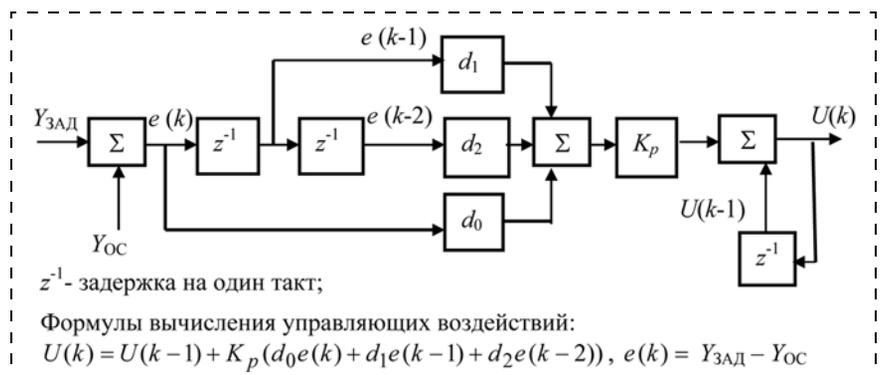


Рис. 4. Пример изоморфизма структуры регулятора и структуры математической модели вычисления управляющего воздействия ("Структурная схема скоростного ПИД регулятора" [21])

них уровнях систем автоматизации "процессорный" характер выражается алгоритмическим методом формирования управляющих воздействий, когда программа вычислений представляется традиционно последовательностью *команд*, организацией исполнения которых занимается процессор цифрового регулятора, основываясь на своей структуре конвейера или конвейеров и своей схеме предсказания ветвлений.

Точность алгоритма вычисления определяется полнотой дискретного представления континуальной (интегриродифференциальной) модели ПИД регулирования. Чем детальнее это представление, тем большее число *вычислительных операций* аккумулирует в себе дискретная модель, тем большее число команд содержит программа вычисления управляющих воздействий, тем больше временная задержка процесса вычислений, тем меньше быстродействие цифрового регулятора.

Таким образом, разрешить процессорную проблематику означает минимизировать время исполнения программы управления, т. е. время исполнения последовательности команд, "оптимизировав" соответствующие конвейеры и схемы предсказания ветвлений, а также минимизировав время отработки вычислительных операций. Поскольку время проведения вычислительной операции пропорционально числу разрядов, то минимизация в пределе означает сведение времени вычисления всех разрядов результата ко времени вычисления одного разряда.

Процессорная проблематика играет немаловажную роль в процессах обеспечения требуемого быстродействия. Какой бы продуктивностью и эффективностью ни обладали методы разрешения вопросов схемотехнического, структурного, алгоритмического и оптимизационного аспектов, быстродействие цифрового регулятора *всегда будет ограничено возможностями* решений процессорной проблематики.

Поэтому в методическом плане повышения быстродействия микропроцессорных систем управления именно процессорной проблематике должно быть уделено особое внимание.

Достижение методически предельного быстродействия (сверхбыстродействия)

Поскольку процесс минимизации времени исполнения последовательности команд и "оптимизации" соответствующих конвейеров и схем предсказания ветвлений не зависит от процесса минимизации времени отработки вычислительных операций, то задача достижения сверхбыстродействия, естественно, представляется двумя подзадачами: 1) ускорение процесса исполнения программы; 2) ускорение проведения вычислительных операций в АЛУ.

1. Ускорение процесса исполнения программы. Несмотря на разнообразие архитектур процессоров, фактически в них отрабатываются команды *в порядке их представления в программе*. Поэтому

организация конвейера как механизма частичного совмещения исполнения нескольких команд во времени (или в пространстве при суперскалярной организации) и таблицы предсказания условных переходов существенно повышает скоростные показатели процессора.

Заметим, что удлинение конвейера и соответствующий рост тактовой частоты приводят к неразрешимым проблемам: а) простоем ядра, вызванному отсутствием в кеш-памяти необходимых для работы данных, что в связи с работой АЛУ на удвоенной частоте ядра может привести к катастрофическим последствиям в отношении быстродействия; б) нарушению высокого темпа работы исполнительных устройств при неудачном (неправильном) предсказании условных переходов, в связи с которым процессор вынужден сбрасывать весь конвейер, а затем заполнять его заново, что может потребовать продолжительного времени на его заполнение и привести к существенной потере производительности. Считается [34], что все отмеченное можно в полной мере отнести к недостаткам современных однокристальных процессоров всех отечественных и зарубежных производителей микропроцессоров.

Здесь наглядны по крайней мере два *альтернативных* варианта развития структуры процессора для повышения производительности: либо поиск более эффективной идеи реализации конвейера и предсказания условных переходов, либо отказ от того системного "механизма", который ведет к потребности организации и совершенствования структур конвейера и таблиц предсказания. Поскольку исследуется вопрос достижения *методически предельного быстродействия* (сверхбыстродействия), то, по-видимому, надо исследовать возможность отказа и от совершенствования структур конвейера, и от таблиц предсказания, и от того системного "механизма", который их порождает.

Идея упорядоченности команд в программе. Существует представление команд в программе и существует исполнение этих команд. Представление — это некоторое *описание объекта S*, называемое программой (или программный объект).

Возможны разные взгляды на программные продукты. Однако, если считать, что программа предназначена для реализации метода вычисления (моделирования), то она обязательно направлена на достижение цели, обусловленной этим методом. Это означает, что она (программа) есть то, что воплощает соответствующее дерево целей или дерево решений, поэтому компоненты (команды) программы обязательно упорядочены. Возможно, здесь уместно более сильное утверждение о том, что команды упорядочены в соответствии со структурой дерева целей, которое они воплощают и отображают. *Формальный метод не может не предполагать упорядоченность его компонентов или, в данном случае, упорядоченность команд в программе.*

Придерживаясь представлений о функционировании технического устройства как последователь-

ном преобразовании сигналов [35], можно говорить о том, что упорядоченность, прежде всего, выражается в зависимости последующих преобразований от предыдущих. Итогом отработки i -й команды будет, по меньшей мере, два компонента: а) вычислительный или логический результат $R(a_i)$ выполнения команды; б) некоторые преобразования $a_i(a_{i-1}(a_{i-2}(\dots(a_0(d_0))\dots)))$, зависящие от совокупности выполненных предыдущих команд, для получения результата, сопутствующих преобразований по обеспечению выполнения последующих команд, а также для текущего преобразования структуры программы, где d_0 — исходные данные; $R(a_i)$ — текущие результаты отработки i -й команды a_i , a_0 — первая команда.

Например, в роли $R(a_i)$ могут выступать результаты вычислительных операций над двумя операндами с плавающей точкой, результаты вычислительных операций над целочисленными операндами, результат циклического сдвига содержимого аккумулятора вправо на разряд, влево на разряд, результат логического сложения по модулю два, дизъюнкции, конъюнкции и др.

В роли преобразований для получения результата, сопутствующих преобразований или преобразования структуры программы $a_i(a_{i-1}(a_{i-2}(\dots(a_0(d_0))\dots)))$ могут выступать: вычисление исполнительного адреса при относительной и косвенной (включая многоступенчатую) адресации; увеличение содержимого счетчика адреса команд на фиксированное приращение в командах, не содержащих явных указаний об адресах операндов; вычисление адресов слов переменной длины; запись результата операции из аккумулятора в память машины; пересылка содержимого ячейки памяти в аккумуляторы процессора; оперативное (текущее) изменение команд в программе; восстановление команд в программе; изменение порядка исполнения команд и пр.

В таком случае исполнение программы можно представить в виде следующего *соотношения упорядоченности*:

$$S = a_{j_n} (a_{j_{n-1}} (\dots \{ a_{j_2} [a_{j_1} (R(a_{j_0}), a_{j_0}(d_0)), R(a_{j_1})], R(a_{j_2}) \} \dots R(a_{j_{n-1}})), R(a_{j_n})), \quad (1)$$

где $a_{j_0}, a_{j_1}, \dots, a_{j_{n-1}}, a_{j_n}$ — определенная последовательность исполняемых команд программы из заданной совокупности команд $a_0, a_1, \dots, a_{N-1}, a_N$ в зависимости от конкретно реализуемых предикатов по организации хода исполнения программы ($n \leq N$). Понятно, что элементарное преобразование в соотношении (1) является процессом **исполнения** одной команды:

$$\begin{aligned} & a_{j_k} (a_{j_{k-1}} (\dots \{ a_{j_2} [a_{j_1} (R(a_{j_0}), a_{j_0}(d_0)), R(a_{j_1})], \\ & \quad R(a_{j_2}) \} \dots R(a_{j_{k-1}})), R(a_{j_k})) = \\ & = a_{j_k} (\varphi_{j_k} (R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), \dots, \\ & \quad R(a_0(d_0))), R(a_{j_k})), (1 \leq k \leq n), \quad (2) \end{aligned}$$

т. е. некоторой команды a_{j_k} , в которой, как и отмечалось: $R(a_{j_k})$ — результат выполнения команды a_{j_k} ; $\varphi_{j_k} (R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), \dots, R(a_0(d_0)))$ — некоторые преобразования (в записи (2) — функция φ_{j_k}), зависящие от композиции совокупности выполненных предыдущих команд и структуры a_{j_k} , для получения результата $R(a_{j_k})$.

Если (2) — выражение процесса исполнения одной команды, то последовательность команд программы $a_{j_{k-2}}, a_{j_{k-1}}, a_{j_k}, a_{j_{k+1}}$ может быть представлена табл. 2. Соотношение (2) можно оценивать, детализировать или оптимизировать по-разному. Но если преследовать цель сокращения времени выполнения или отработки элементарного преобразования, т. е. сокращения времени исполнения команды (строк в табл. 2), то очевидно, что это время существенно зависит от сложности преобразований φ_{j_k} .

Например, время выполнения команды, в которой надо прочитать оба операнда из ячеек памяти с указанными адресами и сложить содержимое, меньше, чем время выполнения команды, в которой надо прочитать оба операнда из ячеек памяти с указанными адресами, сложить содержимое и затем переслать его в ячейку памяти также по указанному адресу.

Очевиден также и тот факт, что время отработки команды будет наименьшим, если в выражении (2) или, что то же самое, в строках табл. 2 композиции преобразований φ_{j_k} для получения результата, сопутствующих преобразований или преобразования структуры программы будут иметь "простейший" вид, например, будут представлены только своим кодом операции (коп) и указаниями на результаты выполнения предыдущих команд (табл. 3):

$$\varphi_{j_k} \equiv \text{коп}_{j_k}, R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), \dots, R(a_0). \quad (3)$$

Априорно задать в команде результаты отработки предыдущих команд можно только посредством ее текущего изменения, например, путем формирования

Таблица 2

Фрагмент записи программы

Адрес команды	Команда
...	...
$a_{j_{k-2}}$	$\varphi_{j_{k-2}} (R(a_{j_{k-3}}), R(a_{j_{k-4}}), R(a_{j_{k-5}}), \dots, R(a_0))$
$a_{j_{k-1}}$	$\varphi_{j_{k-1}} (R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), R(a_{j_{k-4}}), \dots, R(a_0))$
a_{j_k}	$\varphi_{j_k} (R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), \dots, R(a_0))$
$a_{j_{k+1}}$	$\varphi_{j_{k+1}} (R(a_{j_k}), R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), \dots, R(a_0))$
...	...

Идея представления команд для сокращения времени их исполнения

Адрес команды	Команда	
	Код операции	Операнды команды
...
$a_{j_{k-2}}$	$\text{коп}_{j_{k-2}}$	$R(a_{j_{k-3}}), R(a_{j_{k-4}}), R(a_{j_{k-5}}), \dots, R(a_0)$
$a_{j_{k-1}}$	$\text{коп}_{j_{k-1}}$	$R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), R(a_{j_{k-4}}), \dots, R(a_0)$
a_{j_k}	коп_{j_k}	$R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), R(a_{j_{k-3}}), \dots, R(a_0)$
$a_{j_{k+1}}$	$\text{коп}_{j_{k+1}}$	$R(a_{j_k}), R(a_{j_{k-1}}), R(a_{j_{k-2}}), \dots, R(a_0)$
...

Таблица 4

Представление команд для сокращения времени их исполнения

Команда	
Код операции	Операнды команды
...	...
$\text{коп}_{j_{k-2}}$	$a_{j_{k-3}}, a_{j_{k-4}}, a_{j_{k-5}}, \dots, a_0$
$\text{коп}_{j_{k-1}}$	$a_{j_{k-2}}, a_{j_{k-3}}, a_{j_{k-4}}, \dots, a_0$
коп_{j_k}	$a_{j_{k-1}}, a_{j_{k-2}}, a_{j_{k-3}}, \dots, a_0$
$\text{коп}_{j_{k+1}}$	$a_{j_k}, a_{j_{k-1}}, a_{j_{k-2}}, \dots, a_0$
...	...

Таблица 5

Триадные (двухоперандные) команды для ускорения работы

Команда		
Код операции	Операнд	Операнд
...
$\text{коп}_{j_{k-2}}$	$a_{j_m}^{k-2}$	$a_{j_r}^{k-2}$
$\text{коп}_{j_{k-1}}$	$a_{j_m}^{k-1}$	$a_{j_r}^{k-1}$
коп_{j_k}	$a_{j_m}^k$	$a_{j_r}^k$
$\text{коп}_{j_{k+1}}$	$a_{j_m}^{k+1}$	$a_{j_r}^{k+1}$
...

ния в теле команды (в процессе выполнения программы) полученных при выполнении предыдущих команд значений операндов. Но это связано с дополнительными преобразованиями и, тем самым, дополнительным временем исполнения программы. Поэтому не только целесообразнее, но и естественнее не задать результаты отработки предыдущих команд, а представлять правую часть соотношения (3) путем указания меток (адресов, идентификаторов, имен, номеров) самих исполняемых команд $a_{j_{k-1}}, a_{j_{k-2}}, a_{j_{k-3}}, \dots, a_0$, результаты исполнения которых необходимы для отработки текущей команды:

$$\Phi_{j_k} \equiv \text{коп}_{j_k}, a_{j_{k-1}}, a_{j_{k-2}}, a_{j_{k-3}}, \dots, a_0. \quad (4)$$

Тогда в представлении программы отпадает необходимость указания и адресов расположения собственно команд программы, и последовательности

их исполнения, а запись программы трансформируется из той, что представлена табл. 3, в ту, которая показана в табл. 4.

Поскольку предназначением цифровых контурных регуляторов является отработка законов регулирования [22, 24–27], то основными операциями в программах управления являются двухместные вычислительные операции, что может рассматриваться как некоторое обоснование упрощения (детализации) многооперандного формата команды (4) (табл. 4) и перехода к двухоперандному формату.

При двухоперандном формате команды соотношение (4) представляется наборами триад $\{\text{коп}_{j_k}, a_{j_m}^k, a_{j_r}^k\} (j_m, j_r \in \{0, 1, \dots, N\})$ (табл. 5):

$$\Phi_{j_k} = \text{коп}_{j_k}, a_{j_m}^k, a_{j_r}^k (j_m, j_r \in \{0, 1, \dots, N\}), \quad (5)$$

где верхний индекс указывает на уникальность (соответствие) операндов для каждой Φ_{j_k} .

Итак, исследование вопроса упорядоченности команд в программе позволило сформулировать триадное представление программы (5) (табл. 5), построением команды в которой обеспечивается *методически минимальное* время реализации программы в процессоре при условии ориентации на реализацию двухместных операций.

На сегодняшний день единственным вариантом архитектуры процессора, реализующего такое представление программы, является синьпьютерная архитектура процессора *Николая Викторовича Стрельцова* [36, 37–39], воплощенная в микропроцессоре МСр0411100101 [34] компании ОАО "Мультиклет" (Екатеринбург, 2012), с соответствующим "триадным" описанием программы [36] (рис. 5).

Преимущества контекстно связанного представления команд для кардинального ускорения процесса исполнения программы. Не полемизируя по поводу содержательности терминов "контекстно свободное" и "контекстно связанное" представление команд, примем терминологию идеологов мультиклетта и будем называть совокупность (5) (табл. 5), т. е. триадную запись программы, контекстно-связанным представлением команд.

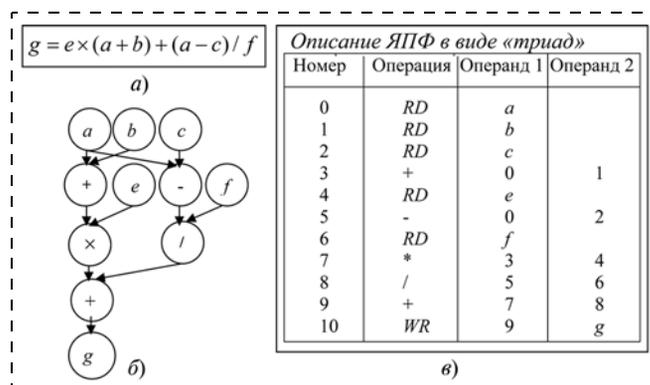


Рис. 5. Пример представления формулы [36]: а — формула; б — ее ярусно-параллельная форма (ЯПФ); σ — триады контекстно-связанного представления команд, RD — операция чтения, WR — операция записи

Оценка контекстно связанного представления команд (табл. 5, рис. 5, в) выражена известными положениями [34, 36—39]:

1) контекстная связанность команд определяется исключением фактического отчуждения результатов работы каждой команды, т. е. результаты связываются не с фиксированными регистрами процессора или ячейками памяти (КЭШ), а с процессом отработки самой команды. Любая команда с номером i осуществляет операции не с содержимым, например, регистра (которое сформировано командой с номером j) и конкретной ячейки памяти (содержимое которой сформировано командой с номером k), а с результатом работы команды с номером j и результатом работы команды с номером k , что и порождает новую конструкцию команды;

2) реализация программы делает бесполезным использование методов ускорения выполнения программы как последовательного списка команд посредством совмещения выполнения смежных (соседних) команд, создавая конвейеры, соответствующие таблицы предсказания условных переходов, и не требует использования методов организации суперскалярности, широкого командного слова и т. п.;

3) описание (рис. 5, в) аналогично промежуточному представлению программы в виде "триад", используемому в процессе компиляции программ, написанных на языках высокого уровня. От классической формы этого представления оно отличается использованием операций чтения и записи и ссылок на эти операции вместо непосредственного использования идентификаторов (ссылок на таблицу идентификаторов). Ссылка является номером триады, результат выполнения которой используется в качестве операнда, т. е. *ссылка явно задает информационную связь между операциями, а результаты "триад", передаваемые по ссылке, не отчуждаются*;

4) триады оператора могут быть размещены произвольным образом. Их размещение не определяет порядок исполнения. Очередность их исполнения определяется информационными связями;

5) если потоковые и редуцирующие процессоры имеют неупорядоченную выборку и исполнение команд "по готовности" данных или "по запросу" результата соответственно, то язык "триад" предполагает последовательную выборку и исполнение команд и "по готовности" данных, и "по готовности" потребителей результатов: выбранная команда не может быть выполнена до тех пор, пока не будут получены все операнды (готовность данных) и пока не будут выбраны все команды, использующие ее результат (готовность потребителей);

6) триады обеспечивают возможность *одновременного чтения и исполнения нескольких команд без анализа их очередности выполнения и информационной связанности*, т. е. обеспечивают "естественную" реализацию параллелизма.

Выводы. Для обеспечения максимального ускорения процессов исполнения программ управления необходимо использование контекстно связанного представления команд.

Список литературы

1. **Раков В. И.** О развитии промышленных контроллеров // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2008. № 8. С. 19—23.
2. **Промышленные АСУ и контроллеры.** М.: Научтехлитиздат, 2007. 2012.
3. **Вторион В. А.** Автоматизированные системы управления технологическими процессами. Основы АСУТП: учеб. пособие. СПб.: Санкт-Петербургская Гос. лесотех. акад., 2006. 154 с.
4. **Изерман Р.** Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984. 541 с.
5. **Куо Б.** Теория и проектирование цифровых систем управления. М.: Машиностроение, 1996. 446 с.
6. **Олссон Г., Пиани Дж.** Цифровые системы автоматизации и управления. СПб.: Невский диалект, 2001. 470 с.
7. **Дорф Р., Бишоп Р.** Современные системы управления / Пер. с англ. М.: Лаб. баз. знаний, 2002. 831 с.
8. **Труды Третьей Международной конференции по тенденциям в развитии АСУ технологическими процессами.** Шеффилд (Великобритания). Лондон — Нью Йорк: Academic House, 1979. 278 с.
9. **Бесекерский В. А., Ефимов Н. Б., Зиятдинов С. И., Изранцев В. В., Небылов А. В., Соколов Н. Г., Фабрикант Е. А.** Микропроцессорные системы автоматического управления / Под общей редакцией В. А. Бесекерского. Л.: Машиностроение, Лен. отд., 1988. 365 с.
10. **Леонтьев А. Г.** Микропроцессорные электромеханические системы: Учеб. пособие. СПб.: Санкт-Петербургский государственный технический университет, 2003. 93 с.
11. **Нестеров А. Л.** Проектирование АСУТП. Кн. 1.: учеб. пособие. М.: Издательство: ДЕАН, 2006. 552 с.
12. **Денисенко В. В.** Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. М.: Горячая линия — Телеком, 2009. 608 с.
13. **Литюга А. М., Клиначев Н. В., Мазуров В. М.** Теоретические основы построения эффективных АСУ ТП. Offline версия 1.0. Тула, Челябинск, 2002. URL: <http://sysavt.h11.ru/docs/basis/theory/theory33.html>
14. **Хилов В. С.** Системы управления электромеханическими процессами в карьерных буровых станках: автореф. дис. докт. техн. наук: 05.09.03. Днепропетровск, 2010. 25 с.
15. **Бешта А. С., Хилов В. С., Плахотник В. В.** Математическая модель продольных и крутильных колебаний буровой штанги // Гірн. електромеханіка та автоматика: наук.-техн. зб. Днепропетровск: НГУ, 2004. Вип. 73. С. 118—125.
16. **Хилов В. С., Плахотник В. В.** Оценка собственных частот буровой штанги при нестационарных режимах // Сб. научн. тр. НГУ. Днепропетровск: НГУ, 2004. № 19. Т. 4. С. 145—150.
17. **Хилов В. С.** Анализ частотных свойств контура тока привода спуско-подъемных операций бурового // Изв. ОрелГТУ. Серия: Информационные системы и технологии. Орел: ОрелГТУ, 2006. Т. 1 (2). С. 229—234.
18. **Хилов В. С.** Анализ собственных частот колебаний разомкнутого контура частоты вращения гидродвигателя привода спуско-подъемных операций бурового станка // Гірн. електромеханіка та автоматика: наук.-техн. зб. 2007. Вип. 78. С. 98—101.
19. **Хилов В. С.** Информационно-измерительная система параметров вибраций бурового става // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2008. № 12. С. 21—25.
20. **Горюнов А. Г., Ливенцев С. Н.** Цифровой регулятор для системы управления с исполнительным механизмом постоянной скорости // Известия Томского политехнического университета. 2004. Т. 307. № 6. С. 131—134.
21. **Kipia A.** Алгоритмы цифрового ПИД регулирования. URL: <http://www.kipiasoft.su>; <http://www.kipiasoft.su/index.php?name = pages&op = view&id = 90, 2009>.
22. **Захарова О. В.** Формула ПИД-регулятора для АЛУ непосредственного формирования // Информационные системы и технологии. 2012. № 2. С. 11—25.
23. **Джонсон Г., Грэхем М.** Конструирование высокоскоростных цифровых устройств М.: Вильямс, 2006. 624 с.
24. **Шон Б. Х.** Параметрический синтез и анализ АСР с ПИД-алгоритмами различной структуры: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06 / Москва: МЭИ (тех.ун-т), 2006. 160 с.
25. **Харланов А. А.** Синтез оптимальных алгоритмов управления промышленными электроприводами в условиях неконтролируемых возмущающих воздействий: дис. ... канд. техн. наук:

05.09.03 / Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2009. 214 с.

26. **Рассел Д., Кон Р.** ПИД-регулятор. Москва: VSD, 2012. 51 с.

27. **Бочаров М. Г.** Разработка математических моделей микропроцессорных регуляторов в составе ПТК "КВИНТ": дис. ... канд. техн. наук: 05.13.06 / Москва: МЭИ (Тех. Ун-т), 2011.— 134 с.

28. **Говоров А. А.** Методы и средства построения регуляторов с расширенными функциональными возможностями для непрерывных технологических процессов: дис. ... д-р. техн. наук: 05.13.06 / Тула: Тульский гос. Ун-т, 2002. 499 с.

29. **Киреев В. А., Кашапов И. Д.** Обзор проектов 2003—2012 гг. Группа компаний "СМС-Автоматизация". URL: <http://www.sms-automation.ru/about/>.

30. **Бусленко Н. П.** Математическое моделирование производственных процессов. М.: Наука, 1964. 360 с.

31. **Американская техника и промышленность:** сб. рекл. материалов фирма Чилтон Ко. (США). Вып. X: Энергетическое машиностроение. М: В/О Внешторгреклама СССР, Фирма Чилтон Ко., США, 1979. 109 с.

32. **Американская техника и промышленность:** сб. рекл. материалов фирма Чилтон Ко. (США). Вып. XI: Приборы и сис-

темы управления. М: В/О Внешторгреклама СССР, Фирма Чилтон Ко., США, 1979. 111 с.

33. **Потапова Т. Б.** Объективные закономерности сложной автоматизации в промышленности // Промышленные АСУ и контроллеры. 2004. № 2. С. 60—65.

34. **Первый** в мире мультиклеточный процессор. Инновации. URL: <http://sdelanounas.ru/blogs/18967/>

35. **Раков В. И.** Заметка о частных моделях контура управления при обеспечении требуемого функционирования // Промышленные АСУ и контроллеры, 2010. № 11. С. 7—20.

36. **Стрельцов Н. В.** Мультиклеточные процессоры (концепция, архитектура). Материалы "УралАрхЛаб". URL: <http://www.multiclet.com/index.php/ru/our-projects>.

37. **Стрельцов Н. В.** Мультиклеточные процессоры (реализация процессора МСР-1.1xx) Материалы "УралАрхЛаб". URL: <http://www.multiclet.com/index.php/ru/our-projects>.

38. **Овчинников В.** Мультиклеточные процессоры — новое поколение вычислительных устройств // Компоненты и технологии 2011. № 6. С. 70—73.

39. **Мультиклеточные процессоры (концепция).** URL: http://www.multiclet.com/index.php?option=com_content&view=article&id=125&lang=ru.

УДК 531.36

Л. А. Климина, канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр., klimina@imec.msu.ru,

А. П. Голуб, мл. науч. сотр., andrey_90_gektor@mail.ru,

НИИ механики МГУ

Регулирование рабочих режимов ветроэнергетической установки с помощью дифференциальной планетарной передачи

Рассматривается динамическая модель ветроэнергетической установки (ВЭУ), в конструкцию которой входит дифференциальная планетарная передача (ДПП). Ось турбины жестко соединена с водилом, ротор генератора жестко соединен с солнечной шестерней. Генератор установки подключен к локальной электрической цепи. Решается задача поддержания постоянной угловой скорости ротора генератора на рабочем режиме при изменении условий эксплуатации установки, таких как скорость ветра и внешняя электрическая нагрузка. В качестве управляющего воздействия используется механический момент, подаваемый на внешнее колесо ДПП.

Получены условия существования устойчивых стационарных режимов, соответствующих рабочим режимам ВЭУ. Разработана методика оценки затрат мощности на управление в зависимости от внешних условий, а также от параметров модели, характеризующих электромеханические свойства генератора и аэродинамические свойства ветроприемного элемента. Описан гистерезис затрат мощности на управление в зависимости от направления изменения таких параметров задачи, как скорость ветра или внешнее сопротивление в цепи генератора. Предложена стратегия управления, позволяющая при нахождении системы в зоне гистерезиса перейти на рабочий режим, характеризующийся минимальными затратами мощности на управление.

Ключевые слова: ветроэнергетическая установка, дифференциальная планетарная передача, кусочно-постоянное управление, стационарные режимы, устойчивость, затраты мощности на управление, выходная мощность

L. A. Klimina, A. P. Holub

Control of Operation Modes of a Wind Power Station by Differential Planet Gear

The mathematical model of an autonomous wind power station containing a differential planet gear is introduced. The turbine shaft is rigidly connected with the carrier, and the generator rotor is rigidly joined with a sun gear. The generator is connected to a local electrical circuit. The system is controlled with a control torque applied to the external ring gear. The main purpose of the control is to maintain constant angular speed of the rotor of the generator taking into account changeable external conditions: wind speed and electrical load. Conditions of existence of stable steady regimes corresponding to operation modes of the turbine are obtained. A technique for estimation of power loss due to the control is introduced. The paper provides theoretical explanation of the effect of hysteresis of power loss due to control with respect to direction of changing of parameters, such as wind speed and external resistance. The control strategy is suggested that allows to overcome the hysteresis zone and to reach the preferable operation mode.

Keywords: wind power station, differential planet gear, piecewise constant control, steady regimes, stability, power loss due to control, output power

Введение

Доля ветроэнергетических установок (ВЭУ) в мировой энергетике неуклонно растет в связи с многочисленными экологическими, экономическими и политическими предпосылками. Наряду с увеличением числа промышленных ВЭУ большой мощности в последнее время расширяется производство малогабаритных ветроустановок. Малые автономные ВЭУ востребованы в походах и экспедициях, в индивидуальных хозяйствах и на инфраструктурных объектах, удаленных от центральных линий электропередач. Инженерные и научные исследования электродинамики ВЭУ отражены в многочисленных печатных работах и патентах (см., например, обзор [1]).

В современных энергоустановках широко применяются различные повышающие передаточные механизмы. Экономическая эффективность применения повышающих передач в конструкции ВЭУ обосновывается анализом расчетных моделей [2].

Наиболее распространенным из повышающих механизмов является планетарная передача. Вместе с тем, использование дифференциальной планетарной передачи (ДПП) в конструкции ВЭУ можно считать относительно новым направлением, открывающим широкое поле для исследований прикладных задач, связанных с управлением динамикой ВЭУ при изменении внешних условий функционирования установки.

В последнее время появился широкий спектр работ, моделирующих динамику механических систем, содержащих различные модификации ДПП. Например, в работе [3] предложен специальный гидравлический механизм, осуществляющий частичную передачу выходной механической мощности для обеспечения управления вращением звеньев планетарной передачи. Перспективное направление возможного совершенствования передаточных механизмов, позволяющее значительно снизить затраты на ремонт и потери на трение, представлено магнитными передачами. Применение магнитной ДПП в качестве элемента системы преобразования механической энергии в электрическую предложено в работах [4, 5].

Авторы работы [6] исследуют перспективы использования ДПП в конструкции ВЭУ при решении конкретных задач управления. ДПП рассматривается как "посредник" между турбиной и генератором с фиксированной частотой, позволяющий при переменных внешних условиях реализовать более выгодную угловую скорость турбины, сохраняя фиксированную угловую скорость ротора генератора. В работе предложена динамическая модель системы преобразования энергии ветра, включающей ДПП, с предположением о безынерционности сателлитов. Исследованы некоторые характерные свойства системы, сделаны выводы о предпочтительных вариантах выбора управления.

В работах [3—6], как и в большинстве работ по исследованию влияния передачи на работу ВЭУ, рассмотрены ветроустановки большой мощности, генераторы которых подключены к центральной энергосети. В этом случае электромагнитный момент, воздействующий на ротор генератора ВЭУ, не детерминирован значениями переменных, характеризующих текущее состояние системы. Таким образом, представляется затруднительным получить замкнутую динамическую модель системы.

В работе [7] удалось построить замкнутую модель динамики малогабаритной ВЭУ с прямым приводом, подключенной к локальной электрической цепи. Генератор такой ветроустановки представляет собой единственный источник электроэнергии в цепи. В модели учтено аэродинамическое воздействие на лопасти ВЭУ и электромеханическое взаимодействие в системе "турбина—генератор". Одним из параметров модели является значение внешнего сопротивления, характеризующее нагрузку со стороны потребителей электрической энергии.

В работе [8] замкнутая динамическая модель, предложенная в работе [7], получила обобщение для случая малой ВЭУ, оснащенной ДПП. В случае малой ВЭУ постоянство угловой скорости ротора генератора обеспечивает постоянство выходного напряжения. Применение ДПП для малых ВЭУ позволяет с помощью управления поддерживать угловую скорость генератора в требуемом диапазоне при изменении скорости ветра или нагрузки в электрической цепи.

Исследование, представленное в данной статье, представляет собой продолжение работы [8]. Поставлена задача реализации программных рабочих режимов ВЭУ с помощью управляющего момента, подаваемого на внешнее колесо ДПП. Получены условия устойчивости стационарных режимов динамической системы, описанной в работе [8]. Разработана методика оценки затрат мощности на управление. Описан гистерезис затрат мощности на управление в зависимости от направления изменения скорости ветра либо от внешнего сопротивления в цепи генератора. Для случая существования двух возможных рабочих режимов предложена схема управления, переводящая систему на предпочтительный режим работы.

1. Постановка задачи

1.1. Описание механической системы

Во многих практических задачах ветроэнергетики требуется постоянно поддерживать угловую скорость ротора генератора ВЭУ в окрестности некоторого достаточно высокого значения. В данной работе исследуется механическая система, состоящая из ветротурбины, ДПП и генератора. Генератор подключен к электрической цепи с переменным внешним сопротивлением, при этом на значение угловой скорости ротора генератора на рабочем режиме на-

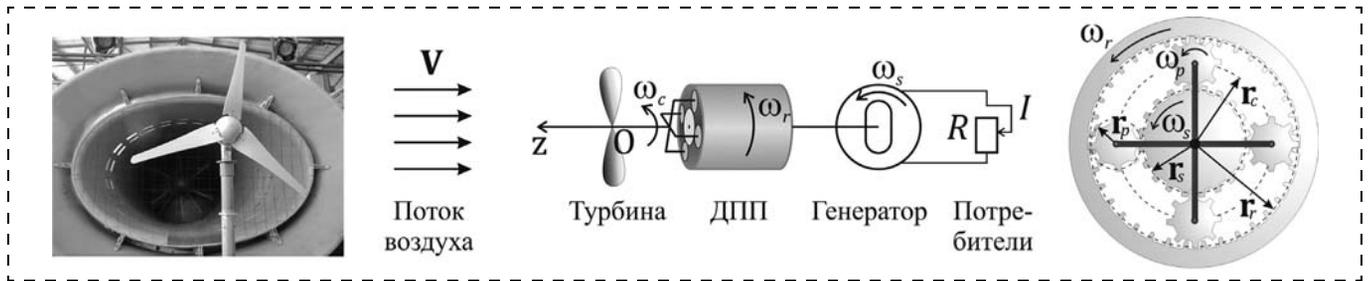


Рис. 1. Общий вид и схема установки. Схема ДПП

ложены некоторые ограничения. Если генератор будет напрямую соединен с ветряком, то нужная угловая скорость может не быть достигнута, так как она будет совпадать с угловой скоростью ветротурбины. Включение ДПП в конструкцию ВЭУ позволяет регулировать угловую скорость ротора генератора.

Рассмотрим классический зубчатый вариант данного механизма (рис. 1). ДПП состоит из двух соосных шестерней разного диаметра (внешнего колеса и так называемого солнечного колеса, или солнца), между которыми могут вращаться несколько малых шестерней (планеты или, другими словами, сателлиты), центры которых соединены с водилом (кадеткой).

Пусть Oz — ось вращения ветротурбины (рис. 1). Также Oz является осью вращения водила, солнца и внешнего кольца ДПП. Все элементы ДПП представляют собой твердые тела, проскальзывание между которыми отсутствует. Турбина жестко соединена с водилом (кадеткой). Обозначим угловую скорость турбины ω_c . Солнце ДПП жестко соединено с ротором генератора. Обозначим их угловую скорость ω_s . Угловую скорость внешнего колеса обозначим ω_r . Будем рассматривать передачу с четырьмя планетами, угловую скорость планеты обозначим ω_p .

Центры масс элементов ДПП совпадают с их геометрическими центрами. Геометрические и массовые характеристики элементов системы описываются следующими параметрами:

r_c, r_s, r_p, r_r — радиусы водила, солнца, планет и внешнего колеса соответственно ($r_c = r_s + r_p, r_r = r_c + 2r_p$);

J_c — момент инерции тела "турбина + водило" относительно оси Oz ;

J_s — момент инерции тела "ротор генератора + солнце" относительно оси Oz ;

J_r — момент инерции внешнего колеса относительно оси Oz ;

J_p — центральный момент инерции планеты;

m_p — масса планеты.

1.2. Модель электромеханического взаимодействия

Используемая здесь модель электромеханического взаимодействия ранее была применена и верифицирована для ВЭУ в отсутствие ДПП [7]. В рам-

ках этой модели генератор ВЭУ характеризуется следующими параметрами: L — индуктивность, c — коэффициент электромеханического взаимодействия, r — внутреннее сопротивление. Нагрузка со стороны потребителей электроэнергии характеризуется значением R внешнего сопротивления.

В рамках указанной модели формируется функция энергии электромагнитного поля. С применением этой функции составляются уравнения Лагранжа—Максвелла, описывающие изменение угловой скорости ω_s ротора генератора и изменение силы тока I в цепи генератора. В результате в уравнении, описывающем изменение угловой скорости ротора генератора, электромеханическому взаимодействию соответствует слагаемое следующего вида, которое можно интерпретировать как момент воздействия электромагнитных сил на ротор генератора:

$$T_s = -cI. \quad (1)$$

Коэффициент c электромеханического взаимодействия отвечает за частичное преобразование механической энергии вращения турбины в электрическую энергию, обеспечивающую потребителей в цепи генератора ВЭУ. Соответствующее величине T_s слагаемое в уравнении для изменения силы тока в цепи генератора имеет вид: $c\omega_s$. Оно характеризует приток энергии в цепь генератора за счет преобразования механической энергии вращения ротора в электрическую.

Коэффициент c электромеханического взаимодействия и внутреннее сопротивление r будем считать константами, значения которых для конкретного генератора могут быть определены путем экспериментальной идентификации по методике, предложенной в работе [7].

1.3. Модель аэродинамического воздействия

Турбина ВЭУ обдувается стационарным потоком воздуха, имеющим скорость v , направленную противоположно оси Oz (рис. 1). Для момента T_c аэродинамических сил относительно оси Oz будем использовать следующую модель:

$$T_c = 0,5\rho S b V^2 f(\lambda); \quad (2)$$

$$\lambda = \frac{b\omega_c}{V}.$$

Здесь ρ — плотность среды, S — характерная площадь турбины, b — радиус турбины, $f(\lambda)$ — безразмерная функция зависимости аэродинамического момента от быстроходности λ (безразмерной угловой скорости турбины).

В работах [7, 9] было показано, что в отсутствие планетарной передачи существенная нелинейность функции $f(\lambda)$ аэродинамического момента приводит к гистерезису угловой скорости турбины и выходной мощности в зависимости от направления изменения внешнего сопротивления в цепи генератора либо от направления изменения скорости ветра. Тем самым было дано объяснение эффекту гистерезиса, наблюдавшемуся в многочисленных экспериментах. При наличии ДПП гистерезис в поведении динамической системы проявляется в более замысловатой форме [8].

В качестве характерного примера зависимости безразмерного аэродинамического момента $f(\lambda)$ от быстроходности турбины рассмотрим функцию, построенную по результатам экспериментального тестирования малогабаритной ВЭУ в аэродинамической трубе. На рис. 2 сплошной линией представлена функция $f(\lambda)$, которая аппроксимирует экспериментальные точки, полученные при различных значениях скорости набегающего потока (скорость варьировалась от 4 до 6,5 м/с). Соответствующие эксперименты были проведены с промышленным образцом ВЭУ¹ (диаметр турбины около 1 м) в дозвуковой аэродинамической трубе НИИ механики МГУ (минимальный линейный размер рабочей части трубы 2,5 м).

Принципиально, что данная функция обладает следующими качественными свойствами, отражающими основные характерные особенности зависимости аэродинамического момента ветротурбины от быстроходности:

- существуют некоторые значения λ_{01} и λ_{02} , такие что при всех $\lambda < \lambda_{01}$ и при всех $\lambda > \lambda_{02}$ функция $f(\lambda)$ — убывающая;
- функция $f(\lambda)$ имеет, по крайней мере, два локальных экстремума в некоторых точках λ_1 и λ_2 , причем $\lambda_2 > 0$.

Именно эти свойства функции аэродинамического момента определяют качественные особенности поведения динамической системы, в частности наличие эффекта гистерезиса.

Выбор вполне конкретной функции $f(\lambda)$ не является существенным для обоснования полученных далее результатов, однако позволяет сделать эти результаты более наглядными. При этом качественные особенности динамики системы сохраняются для широкого класса функций $f(\lambda)$, определяемого указанными свойствами. В общем случае функция

¹ Ветроустановка была предоставлена для проведения экспериментов Университетом NCKU (Тайвань) в рамках совместного проекта 11-08-92005, поддержанного РФФИ и Тайваньским Советом по науке.

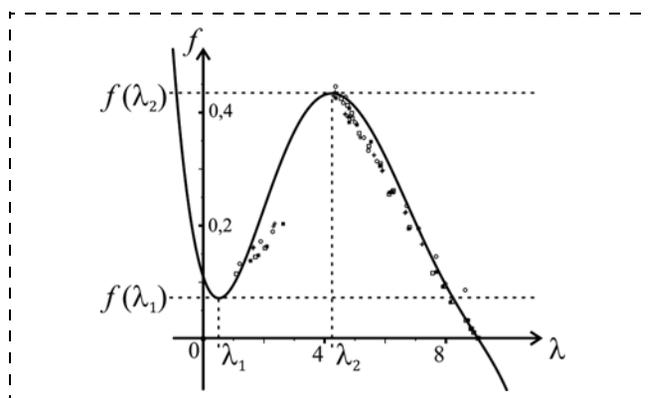


Рис. 2. Зависимость безразмерного аэродинамического момента от быстроходности турбины

аэродинамического момента может иметь несколько локальных минимумов и максимумов.

1.4. Постановка задачи управления

К внешнему колесу ДПП приложим управляющий момент T_r . Пусть задано программное значение выходной угловой скорости $\omega_s = \omega_s^*$ ротора генератора ВЭУ на рабочем режиме.

Будем считать, что рабочему режиму ВЭУ соответствует стационарное решение дифференциальных уравнений, описывающих поведение электро-механической системы. Возможность практической реализации такого режима накладывает дополнительное условие: требуется, чтобы стационарное решение было устойчивым с достаточно большой областью притяжения, которая будет поглощать колебания скорости ветра и внешней нагрузки, всегда присутствующие на практике. Рабочему режиму может соответствовать также замкнутый цикл, охватывающий неустойчивое стационарное решение. Далее по умолчанию под рабочим режимом будем подразумевать стационарное решение, а в случае, когда речь идет о цикле, будем оговаривать это дополнительно.

В зависимости от параметров задачи в системе могут существовать несколько возможных рабочих режимов, на которых $\omega_s = \omega_s^*$. Исходя из практических целей эксплуатации ВЭУ авторы считают актуальным сформулировать задачу управления как состоящую из двух этапов:

1) если параметры системы таковы, что существуют несколько возможных рабочих режимов, удовлетворяющих условию $\omega_s = \omega_s^*$, то нужно перевести систему в тот из них, который наиболее предпочтителен при текущих условиях эксплуатации (например, на поддержание которого потребуются наименьшие затраты механической мощности);

2) поддерживать рабочий режим с программным значением угловой скорости ротора генератора.

Следует отметить большое разнообразие возможных прикладных задач управления ВЭУ, определяю-

ших выбор того или иного рабочего режима как наиболее предпочтительного. В частности, как было показано в работе [8], существует область значений параметров, при которых система допускает три рабочих режима: с низкой быстроходностью турбины, с промежуточным значением быстроходности турбины, с высокой быстроходностью. Рассмотрим три различных варианта определения наиболее предпочтительного режима:

1) если желательно минимизировать затраты мощности на управление, тогда предпочтительным будет режим с наибольшей быстроходностью турбины;

2) пусть имеет место следующая ситуация: скорость ветра настолько велика, что в целях безопасности эксплуатации следует минимизировать быстроходность турбины. Тогда предпочтительным будет режим с наименьшей быстроходностью;

3) если же имеет место комбинация двух упомянутых целевых задач (следует ограничить и затраты мощности на управление, и быстроходность турбины), то наиболее предпочтительным может оказаться режим с промежуточной быстроходностью.

В данной работе рассмотрим задачи реализации рабочих режимов первого и второго типов (с наименьшими и наибольшими возможными значениями быстроходности), при этом ограничимся случаем, когда управляющий момент задан кусочно-постоянной функцией.

2. Уравнения движения

Так как проскальзывание между элементами ДПП отсутствует, имеют место следующие кинематические соотношения:

$$\begin{cases} \omega_s r_s = 2\omega_c r_c - \omega_r r_r; \\ 2\omega_p r_p = \omega_r r_r - \omega_s r_s. \end{cases} \quad (3)$$

Используя теоремы об изменении кинетического момента и количества движения механической системы, получаем следующую систему динамических уравнений для элементов ДПП:

$$\begin{cases} J_r \dot{\omega}_r = T_r + 4r_r F_{pr}; \\ J_s \dot{\omega}_s = T_s + 4r_s F_{ps}; \\ J_p \dot{\omega}_p = r_p F_{ps} - r_p F_{pr}; \\ J_c \dot{\omega}_c = T_c - 4r_c F_{pc}; \\ m_p r_c \dot{\omega}_c = F_{pc} - F_{pr} - F_{ps}. \end{cases} \quad (4)$$

Здесь F_{pc} , F_{pr} , F_{ps} — силы, действующие на планетарное колесо со стороны водила (каретки), внешнего колеса и солнечного колеса соответственно.

Добавим к уравнениям (4) уравнение, описывающее изменение силы тока в цепи генератора ВЭУ [7]:

$$L\dot{I} = c\omega_s - (R + r)I. \quad (5)$$

Система (4), (5) представляет собой замкнутую динамическую систему, описывающую поведение электромеханической системы малой ВЭУ с ДПП.

Из практики известно, что индуктивность генератора L является малой величиной. Далее положим $L = 0$. Тогда из уравнения (5) получим, что сила тока пропорциональна угловой скорости ротора генератора:

$$I = c\omega_s / (R + r). \quad (6)$$

Используя кинематические соотношения (3) и соотношение (6), сведем уравнения (4) к безразмерной системе второго порядка:

$$\begin{cases} \frac{d\lambda}{d\tau} = A_1 f(\lambda) - A_2 u - A_3 \mu; \\ \frac{d\mu}{d\tau} = B_1 f(\lambda) + B_2 u - B_3 \mu, \end{cases} \quad (7)$$

где τ — безразмерное время; u — безразмерная функция управления; μ — безразмерная угловая скорость ротора генератора, определяемые следующими соотношениями:

$$\tau = Vt/b, \quad u = -\frac{r_r}{r_s \rho S b V^2} T_r, \quad \mu = \frac{c^2}{(R+r)\rho S b V^2} \omega_s;$$

$A_1, A_2, A_3, B_1, B_2, B_3$ — положительные безразмерные константы следующего вида:

$$A_1 = \frac{r_s}{4r_c} (A_2 + A_3); \quad A_2 = \frac{r_c}{J_r} \rho S b^3 \left(\frac{r_r}{r_p} J_p + \frac{r_r r_p}{2r_s^2} J_s \right);$$

$$A_3 = \frac{r_c}{J_r} \rho S b^3 \left(\frac{r_r}{r_p} J_p + \frac{r_p}{2r_r} J_r \right);$$

$$B_1 = \frac{1}{4J} \frac{c^2 b}{(R+r)V} \left(\frac{2r_c r_r}{r_s r_p} J_p + \frac{r_c r_p}{r_s r_r} J_r \right);$$

$$B_2 = \frac{r_c}{J_r} \frac{c^2 b}{(R+r)V} \left(\frac{r_r r_p}{4r_c r_s} J_c + \frac{r_c r_r r_p}{r_s} m_p - \frac{r_c r_r}{r_s r_p} J_p \right);$$

$$B_3 = B_2 + \frac{4r_c}{r_s} B_1,$$

где $J = \frac{r_p r_r}{4r_s^2} J_c J_s + \frac{r_p}{4r_r} J_c J_r + \frac{r_c r_p}{r_s^2 r_r} J_s J_r + \frac{r_r}{r_p} J_c J_p + \frac{r_c^2 r_r}{r_s^2 r_p} J_s J_p + \frac{r_c^2}{r_r r_p} J_r J_p + \frac{r_c^2 r_r}{r_s^2 r_p} J_s m_p r_p^2 + \frac{r_c^2}{r_r r_p} J_r m_p r_p^2 + \frac{4r_c^2 r_r}{r_p^3} J_p m_p r_p^2$.

Отметим, что $B_2 > 0$, так как $J_p \leq r_p^2 m_p$.

3. Стационарные режимы

3.1. Уравнения стационарных режимов

Алгебраические уравнения стационарных решений λ^* , μ^* системы (7) имеют следующий вид:

$$\begin{cases} u = \frac{r_s}{4r_c} f(\lambda^*); \\ u = \mu^*. \end{cases} \quad (8)$$

Стационарное решение уравнений (7) характеризуется постоянными значениями переменных $\lambda = \lambda^*$, $\mu = \mu^*$, а также постоянным значением безразмерного управляющего момента $u = u^*$.

3.2. Стационарные режимы в случае постоянного управления

Пусть задано программное значение $\omega_s = \omega_s^*$ угловой скорости ротора генератора на стационарном режиме. Тогда в силу условий (8) стационарное значение T_r^* управляющего момента должно удовлетворять следующему соотношению:

$$T_r^* = -\frac{c^2 r_r}{r_s(R+r)} \omega_s^*. \quad (9)$$

Рассмотрим важный частный случай. При постоянном управляющем моменте $u \equiv u_0$ существуют стационарные решения системы (7), и соответствующие стационарные точки фазовой плоскости

расположены на пересечениях кривой $\mu = \frac{r_s}{4r_c} f(\lambda)$

и прямой $\mu = \mu^* = u_0$. При этом в зависимости от величины u_0 реализуется (кроме вырожденных случаев) одна из трех основных ситуаций (рис. 3):

- при $u_0 > u_{02} = \frac{r_s}{4r_c} f(\lambda_2)$ существует одна стационарная точка, и $\lambda^* < \lambda_1$ (рис. 3, а);
- при $u_{02} > u_0 > u_{01} = \frac{r_s}{4r_c} f(\lambda_1)$ существуют три стационарные точки, причем одно из стационарных значений быстроходности меньше λ_1 , другое попадает в интервал (λ_1, λ_2) и последнее больше, чем λ_2 (рис. 3, б);

- при $u_0 < u_{01}$ существует одна стационарная точка, и $\lambda^* > \lambda_2$ (рис. 3, в).

При $u_0 = u_{01}$ и при $u_0 = u_{02}$ существуют две стационарные точки, одна из которых — вырожденная.

3.3. Условия устойчивости стационарных режимов при постоянном управлении

В случае постоянного управляющего момента условия устойчивости стационарного решения (λ^*, μ^*) системы (7) равносильны следующему неравенству:

$$f'(\lambda^*) < 0. \quad (10)$$

Таким образом, при наличии одного стационарного решения это решение устойчиво (рис. 3, а, в); при наличии трех стационарных решений (рис. 3, б) режимы с наибольшим и наименьшим значениями быстроходности устойчивы, а режим с промежуточным значением быстроходности — неустойчив. Легко показать, что неустойчивая неподвижная точка является седлом. Устойчивые неподвижные точки в зависимости от параметров могут быть узлами или фокусами.

Для того чтобы судить об областях притяжения устойчивых стационарных режимов, необходимо исследовать структуру фазовой плоскости (λ, μ) прежде всего на наличие предельных циклов.

4. Отсутствие циклов при постоянном управлении

Рассмотрим элементы фазового портрета системы. Покажем, что при постоянном управлении $u \equiv u_0$ у динамической системы (7) отсутствуют предельные циклы. Множества, на которых производные по времени от фазовых переменных равны нулю, задаются следующими условиями:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= 0 \text{ при } \mu = \frac{1}{A_3} (A_1 f(\lambda) - A_2 u_0); \\ \dot{\mu} &= 0 \text{ при } \mu = \frac{1}{B_3} (B_1 f(\lambda) + B_2 u_0). \end{aligned} \quad (11)$$

Эти множества пересекаются в стационарных точках системы. На рис. 4 качественно изображены кривые (11) для трех случаев с различным числом и характером стационарных точек. Эти случаи отличаются только значением величины u_0 постоянного

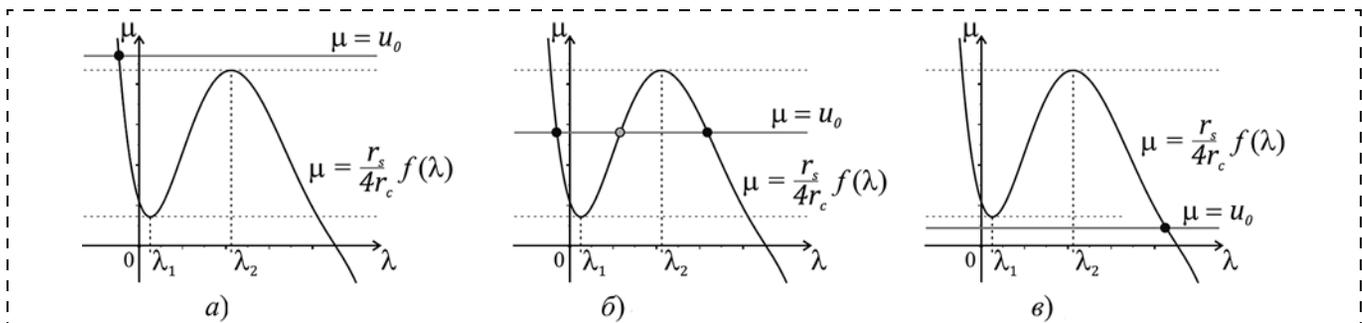


Рис. 3. Неподвижные точки системы (7) на фазовой плоскости при постоянном управляющем моменте: а — $u_0 > u_{02}$; б — $u_{01} < u_0 < u_{02}$; в — $u_0 < u_{01}$

управления. Стрелками на рис. 4 показаны направления движения фазовых траекторий в областях, расположенных выше/ниже обеих кривых (11). В области плоскости, лежащей выше обеих кривых (11), выполнены условия: $\dot{\lambda} < 0$, $\dot{\mu} < 0$. В области плоскости, лежащей ниже обеих кривых (11), выполнены условия: $\dot{\lambda} > 0$, $\dot{\mu} > 0$.

Рассмотрим рис. 4, а. Если на фазовой плоскости существует цикл, то он охватывает единственное положение равновесия, т. е. точку (λ^*, μ^*) . При $\mu < \mu^*$ фазовые траектории пересекают прямую $\lambda = \lambda^*$ слева направо. Следовательно, если цикл существует, то направление обхода этого цикла вокруг стационарной точки — против часовой стрелки. Этот цикл должен пересекать луч $\mu = \mu^*$, $\lambda < \lambda^*$. Но фазовые траектории пересекают этот луч снизу вверх; следовательно, направление обхода цикла, если он существует, — по часовой стрелке. Получаем противоречие. Таким образом, цикл не может существовать. Аналогично проводится доказательство отсутствия циклов для случая, соответствующего рис. 4, б, т. е. при единственном стационарном режиме с высокой быстроходностью $\lambda > \lambda_2$.

Рассмотрим случай трех стационарных решений, изображенный на рис. 4, в. Одна из особых точек — седло, а две другие — узлы или фокусы. Если цикл существует, то в этом случае он должен охватывать все три стационарные точки либо только одну из устойчивых стационарных точек ([10], гл. 6, §4, п. 3).

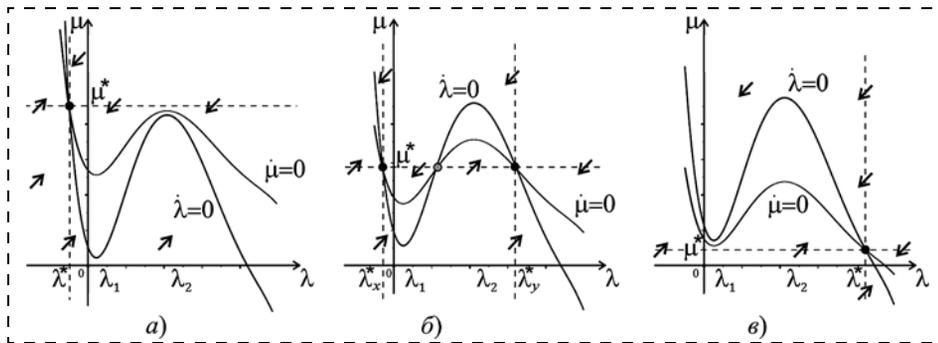


Рис. 4. Кривые $\dot{\lambda} = 0$, $\dot{\mu} = 0$ на фазовой плоскости: а — $u_0 > u_{02}$; б — $u_{01} < u_0 < u_{02}$; в — $u_0 < u_{01}$

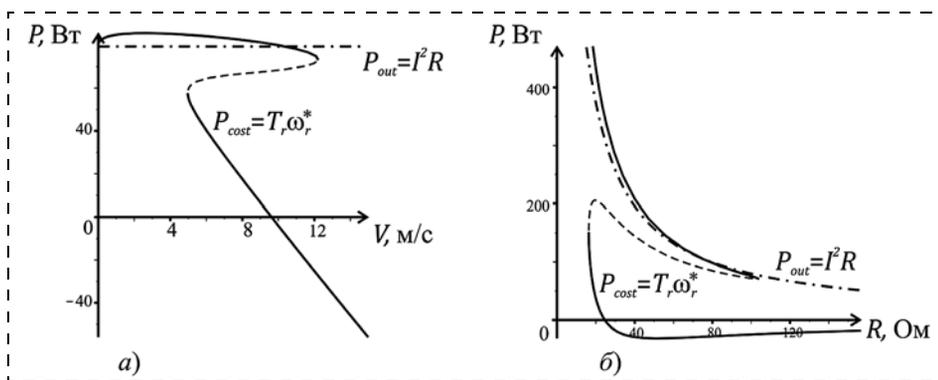


Рис. 5. Оценки выходной электрической мощности и механической мощности, затраченной на управление при $S = 0,2 \text{ м}^2$; $b = 0,6 \text{ м}$; $R_p/R_s = 0,2$; $c = 0,3 \text{ сОмА}$; $r = 10 \text{ м}$; $\omega_s^* = 300 \text{ рад/с}$: а — при $R = 100 \text{ Ом}$; б — при $V = 12 \text{ м/с}$

Предположим, что цикл охватывает все три стационарные точки либо устойчивую точку с меньшим стационарным значением быстроходности $\lambda^* = \lambda_x^* < \lambda_1$. Тогда цикл должен пересекать каждый из лучей $\lambda = \lambda_x^*$, $\mu < \mu^*$ и $\mu = \mu^*$, $\lambda < \lambda_x^*$. Сравнивая направления, в которых фазовые траектории пересекают эти лучи, приходим к противоречию в отношении направления обхода цикла. Аналогично, рассмотрев соответствующие лучи для устойчивой стационарной точки (λ_y^*, μ^*) с большей быстроходностью, можно показать, что нет цикла, охватывающего эту точку. Таким образом, и в этой ситуации цикл невозможен.

5. Стратегии управления

5.1. Оценки мощности на стационарных режимах

Пусть в каждый момент времени управляющий момент определяется из соотношения (9). Тогда условие устойчивости стационарного режима имеет вид (10). Построим диаграмму затрат мощности на управление на стационарных режимах в зависимости от скорости ветра (остальные параметры постоянны), а также в зависимости от внешнего сопротивления в цепи генератора (остальные параметры постоянны). Примеры соответствующих диаграмм для конкретных значений параметров системы приведены на рис. 5.

На рис. 5 представлены зависимости выходной электрической мощности $P_{out} = I^2 R$ (штрихпунктирная линия) и механической мощности $P_{cost} = T_r \omega_r$, затраченной на управление, от скорости ветра (рис. 5, а) и от внешнего сопротивления (рис. 5, б). Участки кривой P_{cost} , изображенные сплошной линией, соответствуют устойчивым рабочим режимам, штриховой — неустойчивым. Имеет место гистерезис величины P_{cost} в зависимости от направления изменения скорости V ветра, а также в зависимости от направления изменения внешнего сопротивления R (см. подробнее в работе [8]).

Если внешние условия (скорость ветра и электрическая нагрузка) не находятся в зоне гистерезиса, то возможен только один рабочий режим с программным значением $\omega_s = \omega_s^*$. В такой ситуации постоянный управляющий момент, заданный формулой (9), решает поставленную за-

дачу управления: переводит систему на единственный рабочий режим, удовлетворяющий программному требованию.

5.2. Переход на режим с наибольшей/наименьшей быстроходностью

Предположим, значения параметров таковы, что система находится в зоне гистерезиса, т. е. возможны три стационарных режима с $\omega_s = \omega_s^*$ (два устойчивых и один неустойчивый) с различными затратами мощности на управление и различными значениями быстроходности. Предложим схему управления, актуальную для решения задач, возникающих в такой ситуации.

Стационарное значение управляющего момента на обоих режимах одинаково (определяется формулой (9)). Таким образом, отличие затрат мощности на управление на этих двух стационарных режимах обусловлено различными значениями быстроходности λ^* турбины (см. рис. 3, б):

$$\lambda_x^*(\omega_s^*) < \lambda_1 < \lambda_2 < \lambda_y^*(\omega_s^*).$$

Предположим, что система находится на устойчивом стационарном режиме с меньшим значением быстроходности $\lambda_x^*(\omega_s^*)$.

Предложим алгоритм управления для перевода системы на устойчивый стационарный режим с высокой быстроходностью $\lambda_y^*(\omega_s^*)$, который предпочтителен с точки зрения затрат мощности на управление:

1) изменить управляющий момент так, чтобы он стал равен "переходному" значению, которое удовлетворяет следующему соотношению:

$$T_r > -\frac{r_r \rho S b V^2}{4 r_c} f(\lambda_1).$$

В частности, для заданной функции $f(\lambda)$ (см. рис. 2) этому условию удовлетворяет нулевой управляющий момент $T_r = 0$, а также все положительные значения T_r ;

2) сохранять переходное значение управляющего момента, пока система не перейдет на стационарный режим с высокой быстроходностью. Для данного переходного значения управляющего момента стационарный режим будет единственным (циклы также отсутствуют, как показано выше). Быстроходность на этом стационарном режиме превосходит значение λ_y^* , которое соответствует программному значению ω_s^* угловой скорости ротора генератора (см. рис. 3, в);

3) увеличить управляющий момент, восстановив его программное значение (заданное соотношением (9)). В силу характера распределения направлений фазовых скоростей (см. рис. 4, б) система окажется в зоне притяжения стационарного режима, характеризующегося быстроходностью $\lambda^* = \lambda_y^*(\omega_s^*)$ и программным значением ω_s^* угловой скорости ротора генератора.

Построенное управление является кусочно-постоянной функцией времени. Указанная стратегия управления хотя и не гарантирует наиболее быстрый переход на предпочтительный рабочий режим или, например, переход с минимальными отклонениями угловой скорости ротора генератора от программного значения, однако обладает значимыми преимуществами. Основные достоинства данной стратегии следующие: при выборе нулевого значения переходного управляющего момента (если вид функции $f(\lambda)$ позволяет такой выбор) затраты мощности во время переходного процесса нулевые; для реализации управления не требуется полная информация о текущих значениях переменных (в отличие от управления по обратной связи). Данный закон изменения управляющего момента подразумевает наличие следующей информации: находится ли система в окрестности стационарного режима и существует ли при текущих внешних условиях другой возможный стационарный режим с более высокой быстроходностью турбины.

Аналогичный алгоритм управления (но с временным увеличением, а не с уменьшением управляющего момента) применим в ситуации, когда из соображений обеспечения безопасности (при сильном ветре) требуется перевести систему из режима с высокой быстроходностью на режим с низкой быстроходностью. Классический метод решения такой задачи в современных промышленных ВЭУ заключается в повороте (изменении установочного угла) лопастей турбины при сильном ветре. Для малогабаритных ВЭУ изменение установочного угла лопастей представляется достаточно существенным усложнением конструкции, экономически не целесообразным. Управление ДПП открывает альтернативный подход к обеспечению безопасности функционирования ВЭУ, позволяя решить задачу снижения быстроходности ВЭУ без какого-либо усложнения конструкции ветроприемного элемента.

5.3. Физическая интерпретация стратегии перехода на высокоскоростной режим

Рассмотрим более подробно алгоритм управления, при котором в результате переходного процесса за счет кратковременного изменения угловой скорости ротора генератора система сможет выйти на стационарный режим поддержания ω_s^* , требующий значительно более низких затрат мощности на управление.

Перестройки стационарных решений, наблюдаемые в модели при указанной стратегии управления, имеют наглядную физическую интерпретацию. Исходная реализация стационарного режима с низкой быстроходностью соответствует тому факту, что нагрузка со стороны потребителей, воспринимаемая турбиной, не позволяет турбине развить высокую угловую скорость.

Однако, если "помочь" турбине разогнаться до достаточно высокой угловой скорости, то аэроди-

намический момент, воздействующий на турбину, позволит при той же внешней нагрузке поддерживать значительно более эффективный режим работы с высокой быстроходностью. Для того чтобы аэродинамический момент смог разогнать турбину, достаточно на некоторое время снять с ее оси нагрузку со стороны потребителей. Оказывается, что для этого можно просто освободить внешнее кольцо ДПП: обнулить управляющий момент. Тогда турбина станет свободно вращать внешнее кольцо ДПП, "забыв" про наличие солнечного кольца, "нагруженного" потребителями.

На некоторое время потребители останутся без затребованного объема электроэнергии. Но за это время турбина наберет высокую скорость вращения. После этого восстановим нагрузку на турбину со стороны потребителей, увеличив управляющий момент. Тем самым перераспределим нагрузку в системе так, что потребители вновь начнут получать энергию. Теперь при высокой быстроходности турбина будет вносить значительно больший энергетический вклад в обеспечение требуемой выходной угловой скорости.

6. Обсуждение результатов

В данной работе определено значение управляющего момента, требуемого для поддержания стационарного режима с программной угловой скоростью ротора генератора. Также в работе обсуждена стратегия управления ВЭУ с помощью ДПП и предложен алгоритм, позволяющий в условиях существования нескольких допустимых рабочих режимов осуществить переход на рабочий режим, характеризующийся максимальным либо минимальным значением быстроходности (в зависимости от поставленной задачи управления). При этом предложенное управление является достаточно простым для практической реализации. Оно кусочно-постоянно и не использует подробной информации о текущих значениях переменных, описывающих состояние системы.

Найденный алгоритм управления позволяет обеспечить программное значение угловой скорости ротора генератора на рабочем режиме, а также решить одну из следующих практических задач: перевести систему на рабочий режим, для которого минимальны стационарные затраты мощности на управление, либо перевести систему на рабочий режим с наименьшей быстроходностью (что целесообразно для обеспечения безопасности при высоких скоростях ветра).

Заключение

В работе проведено исследование электродинамической модели ВЭУ при наличии ДПП с управляющим моментом, приложенным к внешнему кольцу ДПП. Получено выражение для стационарного значения управляющего момента в задаче о под-

держании программной угловой скорости ротора генератора на стационарном рабочем режиме ВЭУ.

Описан гистерезис стационарных затрат мощности на управление в зависимости от направления изменения параметров, характеризующих внешние условия эксплуатации ВЭУ (скорость ветра, внешнее сопротивление в цепи генератора). Если значения параметров таковы, что система находится в зоне гистерезиса, то наименьшие затраты мощности на поддержание программного значения угловой скорости ротора генератора на стационарном режиме соответствуют режиму с наиболее высоким значением быстроходности турбины.

Предложена схема управления, позволяющая при наличии нескольких возможных стационарных режимов перейти на наиболее предпочтительный из двух режимов: с наибольшей либо наименьшей быстроходностью. Данная стратегия подразумевает возможность реализации кусочно-постоянного управляющего момента. Приведен алгоритм управления для перехода на рабочий режим с наиболее высоким значением быстроходности турбины. Данный алгоритм может эффективно работать в условиях неполной информации о состоянии системы.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ: 11-08-00444, 11-08-92005, 12-01-00364, 14-08-01130.

Список литературы

1. **Zhe Chen, M. Guerrero, Frede Blaabjerg.** A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines // IEEE Transactions on power electronics. 2009. V. 24, N. 8. P. 1859—1875.
2. **Henk Polinder, Frank F. A. van der Pijl, Gert-Jan de Vilder, and Peter J. Tavner.** Comparison of Direct-Drive and Geared Generator Concepts for Wind Turbines // IEEE Transactions on energy conversion. 2006. N. 21 (3). P. 725—733.
3. **Müller H., Pöller M., Basteck A., Tilscher M., Pfister J.** Grid Compatibility of Variable Speed Wind Turbines with Directly Coupled Synchronous Generator and Hydro-Dynamically Controlled Gearbox // Sixth Int'l Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind Farms, 26—28 October 2006, Delft, NL. P. 307—315.
4. **Mi-Ching Tsai, Cheng-Chi Huang.** Development of a Variable-Inertia Device With a Magnetic Planetary Gearbox // IEEE-ASME Transaction on Mechatronics. 2012. N 16 (6). P. 1120—1128.
5. **Chen C.-L., Tsai M.-C., Yang H.-T., Li Z.-Y., Dosaev M., Selyutskiy Y.** System for Optimal Energy Generation // Proceedings of 5th International Conference on Advanced Power System Automation and Protection. CD. Korea. 2013. 5 p.
6. **Rossi C., Corbelli P., Grandi G.** W-CVT Continuously Variable Transmission for Wind Energy Conversion System. URL: <http://www.die.ing.unibo.it/pers/grandi/papers/PEMWA2009.pdf>
7. **Досаев М. З., Кобрин А. И., Локшин Б. Я., Самсонов В. А., Селюцкий Ю. Д.** Конструктивная теория МВЭУ: учеб. пособ. Части I—II // М.: Изд-во мех-мат ф-та МГУ, 2007. 75 с., 88 с.
8. **Dosaev M., Holub A., Klimina L., Selyutskiy Y., Gritsenko D., Mi-Ching Tsai, Hong-Tzer Yang.** Power output estimation of steady regimes of a HAWT with differential gearbox // Dynamical systems: applications. Technical University of Lodz Publishing. Poland. 2013. P. 647—656.
9. **Климина Л. А.** Ротационные режимы движения аэродинамического маятника с вертикальной осью вращения // Вестник Московского университета. Сер. 1. Математика. Механика. 2009. № 5. С. 71—75.
10. **Баутин Н. Н., Леонтович Е. А.** Методы и приемы качественного исследования динамических систем на плоскости. М.: Наука, 1990. 496 с.

С. А. Войтицкий, аспирант, voititski@mail.ru, **С. В. Феофилов**, д-р техн. наук, проф., svfeofilov@mail.ru,
Институт высокоточных систем им. В. П. Грязева (в составе Тульского государственного университета)

Синтез адаптивной системы управления азимутального электропривода РЛС воздушного базирования

Обсуждается синтез адаптивной системы управления электроприводом. Предложен алгоритм адаптации коэффициентов двухмерного регулятора системы управления для нелинейного объекта управления пятого порядка. Представлены прикладные методики контроля устойчивости и адаптации к возмущающему воздействию.

Ключевые слова: ПИД регулятор, адаптация, эталонная модель

S. A. Voititski, S. V. Feofilov

Synthesis of an Adaptive Control System of Horizontal Air-Basis Radar's Drive

This article is devoted to synthesis of an electrical drive's adaptive control system. Adaptation algorithm of the two-dimensional regulator's coefficients is proposed. Also in this article developed application-oriented methodic of stability's control and adaptation to perturbation action.

Keywords: PID-regulator, adaptation, reference model

Актуальность работы

В общем комплексе мероприятий по ведению разведки важное место отводится техническим разведкам, которые в настоящее время являются основным средством получения разведывательной информации [1]. Одним из самых значимых видов технических разведок является радиолокационная разведка.

В ходе научно-технического прогресса ограничение дальности определения цели у современных радиолокационных систем достигло пределов, обусловленных кривизной поверхности Земли. Мобильные наземные РЛС с длиной волн 0,001..10 м, как носимые, так и бортовые, подошли к пределу своих возможностей по дальности обнаружения цели. В связи с этим существенно возрастает роль РЛС на воздушных носителях, которые позволяют "заглянуть за горизонт". Наиболее перспективными среди разведывательных РЛС на сегодняшний день выглядят системы, расположенные на беспилотных летательных аппаратах.

Низкий расход топлива, достаточная грузоподъемность и малая заметность современных беспилотных летательных аппаратов (ЛА) — все это делает такие РЛС эффективным средством для разведывательных и специальных операций.

Особенности электропривода РЛС как объекта управления

Помимо серьезных ограничений, связанных с массогабаритными характеристиками изделия, дополнительную сложность при проектировании приводов описываемых РЛС представляют высокие требования к их динамическим характеристикам,

необходимым для обеспечения стабилизации антенны относительно Земли при изменении углового положения основания привода, расположенного на корпусе ЛА. Это требует учета возмущающих воздействий, возникающих при вибрации корпуса, а также анализа аэродинамических характеристик планера для определения типового входного сигнала, соответствующего характеристикам ЛА, что само по себе является непростой задачей. Таким образом, к динамическим характеристикам приводов РЛС на воздушных носителях предъявляются более серьезные требования, нежели к приводам стационарных станций наземного базирования. Это вызвано, прежде всего, необходимостью отслеживания цели (удержания ее в пределах диаграммы направленности РЛС) при постоянно изменяющемся входном сигнале, который, как уже говорилось выше, главным образом зависит от конструкции и летных характеристик воздушного носителя.

В ходе работы изделия наблюдается существенное изменение его параметров как в силу деградиационных процессов, вызываемых процессами старения и изнашивания, электрическими перегрузками, ударами и вибрацией [2], так и в силу возможной смены нагрузки (модернизации антенны РЛС БПЛА или замены антенны на телекамеру), прикатывания редуктора в ходе работы изделия, различных климатических условий, снижения питающего напряжения по мере разряда бортового аккумулятора летательного аппарата и т. д. Кроме того, специфика работы электропривода воздушного базирования предполагает значительные возмущающие воздействия.

Для того чтобы снизить влияние непредсказуемых факторов на работу системы, необходимо решить задачу построения адаптивной системы

управления электроприводом, позволяющей скомпенсировать изменение параметров электропривода и возмущающее воздействие. Самонастраивающиеся системы (СНС) делятся на два подкласса: поисковые и беспойсковые. В поисковых СНС минимум (или максимум) меры качества (производительность, быстродействие, расход топлива и т. д.) ищется с помощью специально организованных поисковых сигналов. Простейшими поисковыми системами является большинство экстремальных систем, в которых недостаток априорной информации восполняется за счет текущей информации, получаемой в виде реакции объекта на искусственно вводимые поисковые (пробные, тестовые) воздействия.

В беспойсковых адаптивных системах в явном или неявном виде имеется модель с желаемыми динамическими характеристиками. Задача алгоритма адаптации состоит в настройке коэффициентов регулятора, сводящей рассогласование между объектом управления и моделью к нулю. Такие системы называют адаптивными системами с эталонной моделью [3]. Важная особенность таких систем заключается в том, что в них не требуется закладывать критерий качества, так как он содержится в самом характере реакции эталонной модели [4].

Рассмотрим методику синтеза адаптивной системы управления на примере проектирования конкретного электропривода РЛС воздушного базирования.

На основании проведенного анализа исходных данных сделан вывод о целесообразности синтеза цифрового ПИД регулятора, поскольку наличие входных сигналов углового положения и скорости позволяет сформировать быстродействующий цифровой двухмерный регулятор, эквивалентный следующему ПД регулятору:

$$U = K_{\text{проп}}\varepsilon(t) + K_{\text{диф}}\frac{d}{dt}\varepsilon(t), \quad (1)$$

где $\varepsilon(t) = \alpha_{\text{вх}}(t) - \alpha_{\text{вых}}(t)$ — ошибка по положению;

$\frac{d}{dt}\varepsilon(t) = \omega_{\text{вх}}(t) - \omega_{\text{вых}}(t)$ — ошибка по скорости;

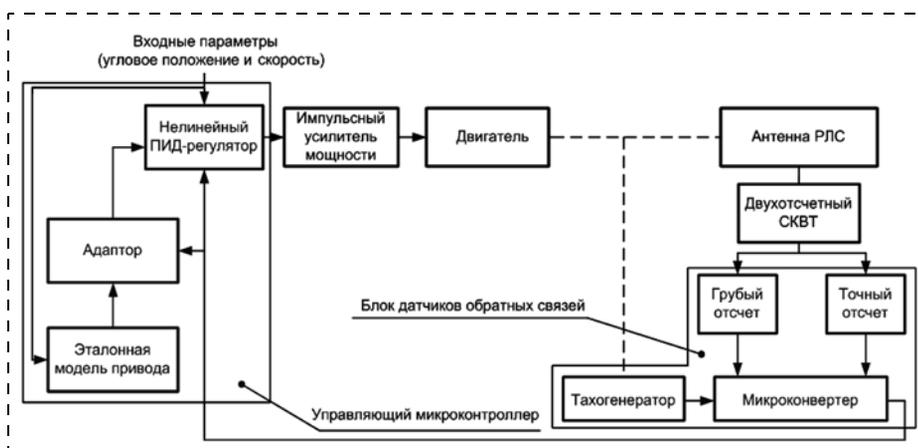


Рис. 1. Функциональная схема системы управления привода РЛС

$K_{\text{проп}}$ — коэффициент усиления ошибки по положению; $K_{\text{диф}}$ — коэффициент усиления ошибки по скорости; $\alpha_{\text{вх}}, \alpha_{\text{вых}}$ — входной и выходной углы системы; $\omega_{\text{вх}}, \omega_{\text{вых}}$ — входная и выходная скорости системы.

Требования по точности определяются качеством отработки эквивалентного синусоидального сигнала $5\sin(0,7 \cdot 2\pi t)$: максимальная ошибка не более 3 мрад, среднеквадратическая ошибка не более 1,5 мрад.

Исходными данными для адаптивной системы является перечень параметров объекта управления, подверженных изменениям. Привод должен обеспечивать самонастройку при изменении одного или нескольких указанных параметров в пределах указанных отклонений: для момента инерции нагрузки — увеличение в 1,2 раза; для сухого трения — увеличение в 1,2 раза; для коэффициента вязкого трения — увеличение в 2 раза; для коэффициента жесткости — уменьшение в 2 раза; для люфта системы "двигатель—нагрузка" — увеличение в 2 раза; для коэффициента передачи тахогенератора — увеличение в 1,3 раза; для напряжения питания двигателя — уменьшение в 1,1 раза. Функциональная схема предлагаемого электропривода с адаптацией представлена на рис. 1.

Команды с пульта оператора поступают на вход нелинейного ПИД регулятора, который рассчитывает управляющее воздействие. Управляющий сигнал преобразуется в сигналы управления обмотками двигателя, которые усиливаются силовыми ключами, входящими в состав импульсного усилителя мощности. Тахогенератор и пара вращающихся трансформаторов вместе с микроконвертером, осуществляющим цифровую обработку их сигналов, составляют блок датчиков обратных связей. По запросу от управляющего контроллера микроконвертер выдает коды, соответствующие текущему угловому положению и угловой скорости, замыкаяются обратные связи.

По команде оператора на выполнение процедуры адаптации электропривод начинает отработку заданного эквивалентного синусоидального сигнала.

Выходные сигналы привода и эталонной модели (ЭМ) анализируются в адапторе, который варьирует параметры нелинейного ПИД регулятора, минимизируя рассогласование между системой и ЭМ.

Адаптивная система управления электроприводом с эталонной моделью

Функциональная схема адаптивной системы управления с ЭМ представлена на рис. 2.

Адаптивная система управления с ЭМ, кроме основного контура, содержащего регулятор

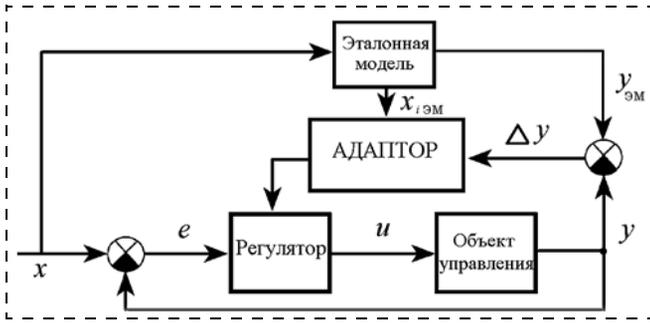


Рис. 2. Структурная схема адаптивной системы с эталонной моделью

и объект управления, включает контур с ЭМ и адаптор. ЭМ вырабатывает желаемый (эталонный) выходной сигнал. Адаптор обрабатывает разностный сигнал (разность между фактическим и эталонным сигналами) и выполняет подстройку параметров регулятора. Выбор параметров ЭМ является частью процесса синтеза адаптивной системы управления.

ЭМ должна удовлетворять двум требованиям: с одной стороны, она должна отражать все требования к качеству синтезируемой системы, с другой стороны, эталонная реакция должна быть достижима для основного контура. Последнее требование накладывает ограничения на структуру ЭМ, определяемой предполагаемой структурой основного контура.

Регулятор должен обладать идеальной следящей способностью. Другими словами, закон (алгоритм) управления должен быть таким, чтобы существовали такие значения его параметров, называемые идеальными, при которых передаточная функция основного контура относительно задающего воздействия и выхода равна передаточной функции ЭМ. Принцип работы адаптивной системы с ЭМ состоит в том, чтобы адаптор обеспечивал сходимость к нулю ошибки слежения — разности между выходными сигналами основного контура и ЭМ [5].

Оговорим, что входящие в состав системы нелинейные элементы, разный порядок ЭМ и реальной системы не позволяют обеспечить выполнение данного условия, и между выходными сигналами системы управления и ее ЭМ всегда будет оставаться рассогласование. Кроме того, в реальной системе процесс адаптации осуществляется в условиях значительного возмущающего воздействия, которое будет оказывать влияние на выходной сигнал системы.

Рассмотрим алгоритм адаптации с ЭМ, предложенный Д. П. Кимом [4].

В качестве объекта управления взято апериодическое звено, описываемое следующим уравнением:

$$\frac{dy(t)}{dt} + \alpha_0 y(t) = b_0 u(t),$$

где y — выход, u — вход (управление), a_0, b_0 — неизвестные параметры.

Автором [4] предложена ЭМ, аналогичная исходной системе:

$$\frac{dy_m(t)}{dt} + \alpha_0 y_{ЭМ}(t) = \beta_0 g(t),$$

где $y_{ЭМ}$ — выход ЭМ; g — задающее воздействие, предполагаемое ограниченным.

Сформулирована постановка задачи адаптивного управления, согласно которой требуется обеспечить ошибку адаптации, стремящуюся к нулю при глобальной устойчивости системы:

$$\varepsilon(t) = y(t) - y_{ЭМ}(t) \rightarrow 0.$$

Далее приводится утверждение для доказательства, согласно которому заданные требования обеспечиваются следующим алгоритмом адаптивного управления:

$$u(t) = k_y(t)y(t) + k_g(t)g(t)$$

совместно с алгоритмом адаптации

$$\frac{dk_y(t)}{dt} = -\text{sign}(b_0)\gamma y(t)\varepsilon(t);$$

$$\frac{dk_g(t)}{dt} = -\text{sign}(b_0)\gamma g(t)\varepsilon(t),$$

где k_y, k_g — варьируемые параметры; γ — произвольная положительная константа.

Одним из основных требований адаптивного управления является возможность принятия варьируемыми параметрами регулятора идеальных значений, т. е. таких значений, при которых уравнение основного контура совпадает с уравнением ЭМ. Показывается, что предлагаемый алгоритм удовлетворяет этому условию при следующих значениях варьируемых параметров:

$$k_y = k_y^* = \frac{a_0 - \alpha_0}{b_0};$$

$$k_g = k_g^* = \frac{\beta_0}{b_0}.$$

Далее, для применения метода функций Ляпунова уравнения синтезированной системы преобразуются в уравнения в отклонениях, записанные в переменных $\varepsilon, \Delta k_y, \Delta k_g$, где

$$\Delta k_y = k_y - k_y^*;$$

$$\Delta k_g = k_g - k_g^*.$$

Так как k_y^* и k_g^* являются константами, алгоритм адаптации записывается в следующем виде:

$$\Delta k_y = -\text{sign}(b_0)\gamma y(t)\varepsilon(t);$$

$$\Delta k_g = -\text{sign}(b_0)\gamma g(t)\varepsilon(t).$$

Для получения уравнения для переменной ε из уравнения основного контура вычитается уравнение ЭМ:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + (\alpha_0 - b_0 k_y(t))y(t) - \alpha_0 y_m(t) = \\ = b_0 k_g(t)g(t) - \beta_0 g(t). \end{aligned}$$

После прибавления и вычитания из левой части уравнения $\alpha_0 y(t)$ получается

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + \alpha_0 \varepsilon(t) - b_0 \left(k_y(t) - \frac{\alpha_0 - \alpha_0}{b_0} \right) y(t) = \\ = b_0 \left(k_g(t) - \frac{\beta_0}{b_0} \right) g(t). \end{aligned}$$

С учетом обозначения k_y^* и k_g^* последнее уравнение представляется в следующем виде:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = -\alpha_0 \varepsilon(t) + b_0 (\Delta k_y y(t) + \Delta k_g g(t)).$$

В качестве функции Ляпунова рассматривается квадратичная форма

$$V(\varepsilon, \Delta k) = \frac{1}{2} \left[\varepsilon^2 + \frac{b_0}{\gamma} (\Delta k_y^2 + \Delta k_g^2) \right],$$

где

$$\Delta k = (\Delta k_y, \Delta k_g)^T.$$

Производная от этой функции по времени имеет вид

$$\frac{dV(t)}{dt} = \varepsilon \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + \frac{b_0}{\gamma} (\Delta k_y \Delta k_y' + \Delta k_g \Delta k_g').$$

Подставляя в правую часть выражения для производных из уравнений адаптивной системы управления, автор получает следующий результат:

$$\frac{dV(t)}{dt} = -\alpha_0 \varepsilon^2 \leq 0.$$

Таким образом, показано, что представленная квадратичная форма является функцией Ляпунова для синтезированной системы, и эта система устойчива по Ляпунову. Так как $V(\varepsilon, \Delta k) > 0$ (положительно определена) и $V \leq 0$, функция $V(\varepsilon, \Delta k)$ и, соответственно, переменные ε , $\Delta k_y(k_y)$ и $\Delta k_g(k_g)$ являются ограниченными. Кроме того, квадратичная форма как функция времени стремится к конечному пределу при $t \rightarrow \infty$.

Так как по условию задачи задающее воздействие $g(t)$ ограничено, то производная $\frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ и, соответственно, вторая производная $V'' = 2\alpha_0 \varepsilon(t) \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ ограничены. Следовательно, первая производная V равномерно непрерывна, по лемме Барбалата $V \rightarrow 0$ и, как следствие, $\varepsilon(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$.

Из приведенного анализа следует, что ограниченность переменных и сходимость ошибки слеже-

ния $\varepsilon(t)$ к нулю гарантируется при любых положительных γ , α_0 и β_0 .

С точки зрения предложенного алгоритма адаптации полученный результат можно интерпретировать следующим образом.

Для минимизации разности выходных сигналов ЭМ и системы коэффициенты регулятора должны изменяться по следующему алгоритму при условии обеспечения устойчивости адаптивной системы:

$$k_i = \int \gamma_i X_{iЭМ} \varepsilon(t) dt + k_{i_0},$$

где $X_{iЭМ}(t)$ — сигнал ЭМ, умножаемый на коэффициент регулятора $k_{iЭМ}$ ЭМ, соответствующий коэффициенту k_i системы; $e(t) = y(t) - y_{ЭМ}(t)$ — разность выходных сигналов ЭМ и системы; k_{i_0} — начальное значение коэффициента; γ_i — коэффициенты адаптора, определяющие скорость и устойчивость адаптации.

Вопрос определения коэффициентов адаптации γ_i трудноразрешим в инженерной практике. Для его теоретического решения необходимо найти область всех допустимых изменений переменных параметров рассматриваемой системы (в нелинейной модели их семь, с учетом коэффициентов регулятора — десять) и установить зависимость от них устойчивости системы в целом. Учитывая сложность объекта управления и большое число нелинейных элементов, для выбора этих коэффициентов продуктивнее использовать эксперимент.

Отметим, что обеспечение условия $\varepsilon(t) = y(t) - y_{ЭМ}(t) \rightarrow 0$ при любых входных сигналах означает полное совпадение частотных характеристик ЭМ и адаптивной системы, что невозможно обеспечить в случае изменения внутренних характеристик объекта управления. Поэтому на практике можно говорить о стремлении разности выходных сигналов ЭМ и адаптивной системы к некоему локальному минимуму при ограниченном классе входных сигналов.

Компьютерное моделирование адаптивной системы

С использованием предложенного алгоритма была разработана система управления линейным объектом с ПД регулятором. В качестве объекта управления была взята линейная модель привода третьего порядка (рис. 3).

Исходная нелинейная модель объекта управления, включающая в себя двигатель и нагрузку, представлена на рис. 4.

При работе моментного двигателя в режиме вентильного двигателя (угловое положение вала двигателя пересчитывается через деление углового положения нагрузки на коэффициент передачи редуктора) математически моментный двигатель соответствует обычному коллекторному двигателю с учетом специальных поправочных коэффициен-

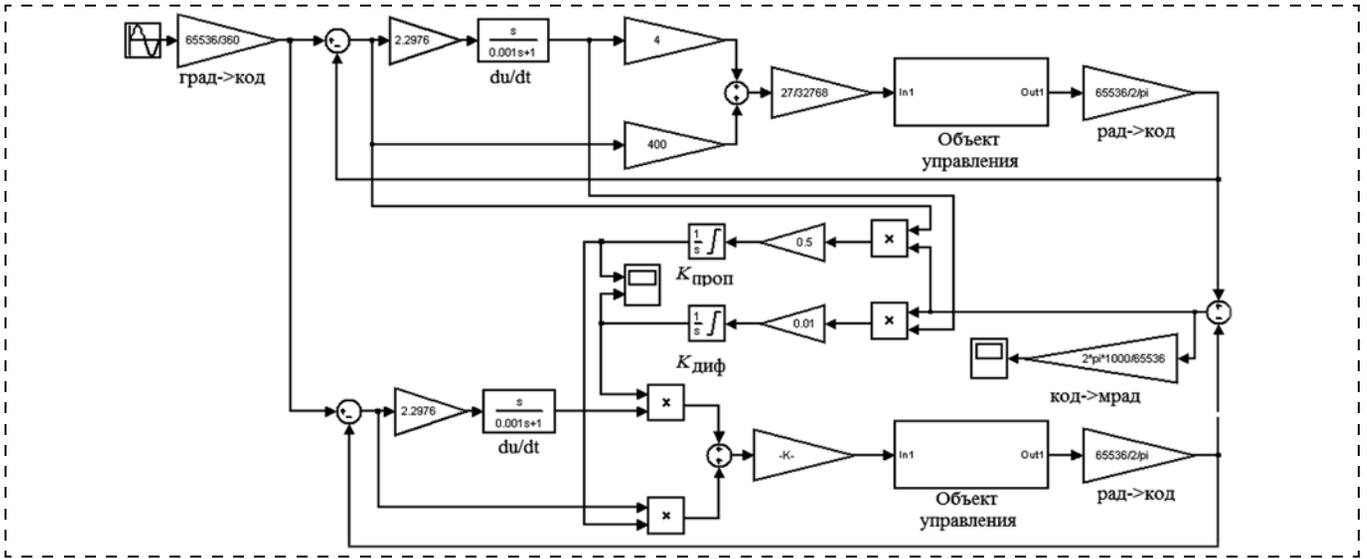


Рис. 3. Модель адаптивной системы

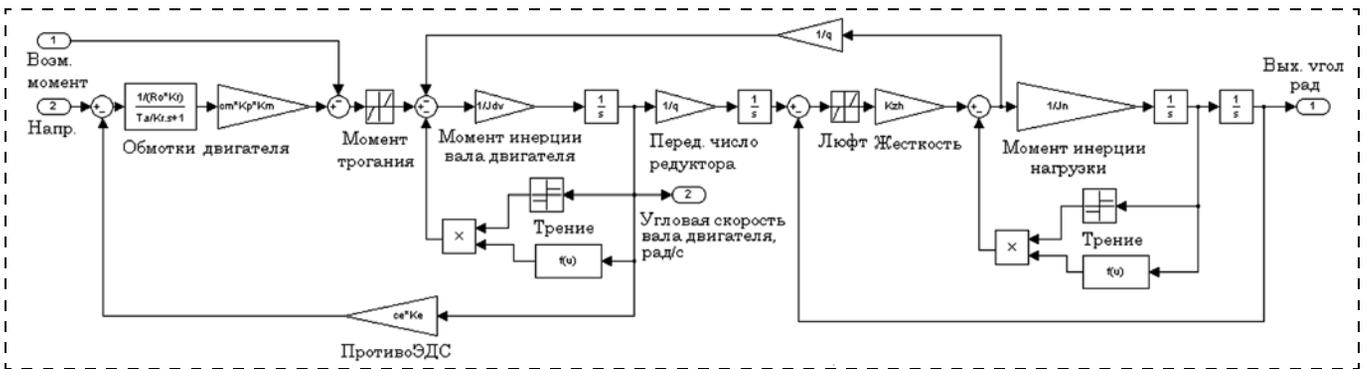


Рис. 4. Модель электродвигателя и нагрузки

тов, варьирующихся в зависимости от схемы подключения обмоток [5].

Так, пусковой ток, протекающий через усилитель мощности, равен

$$I_{уп} = \frac{U_{пит}}{k_R R_0},$$

где $U_{пит}$ — напряжение питания; R_0 — сопротивление обмотки; k_R — коэффициент, связывающий общее активное сопротивление цепи, подключенной к усилителю мощности, с сопротивлением секции обмотки статора R_0 .

Пусковой момент равен

$$M_{п} = k_{п} k_{м} C_M I_{уп},$$

где $k_{п}$ — коэффициент, учитывающий связь максимального момента и среднего за оборот вращающегося момента; при непрерывном способе управления $k_{п} = 1$; $k_{м}$ — коэффициент, зависящий от числа секций (фаз) и схемы их соединения и учитывающий увеличение вращающегося момента вследствие одновременного

включения нескольких секций; C_M — коэффициент двигателя по моменту, приведенный к фазе.

Угловая скорость при идеальном холостом ходе

$$\omega_{хх} = \frac{U_{пит}}{k_E C_E}, \quad (2)$$

где k_E — коэффициент, учитывающий зависимость амплитуды первой гармоники фазного напряжения от амплитуды и формы напряжения питания; C_E — коэффициент противоЭДС.

Для упрощения частотного анализа адаптивной системы была проведена линеаризация: момент инерции нагрузки был приведен к валу двигателя, убраны сухое трение и люфт.

Приведенная линейная модель 3-го порядка представлена на рис. 5.

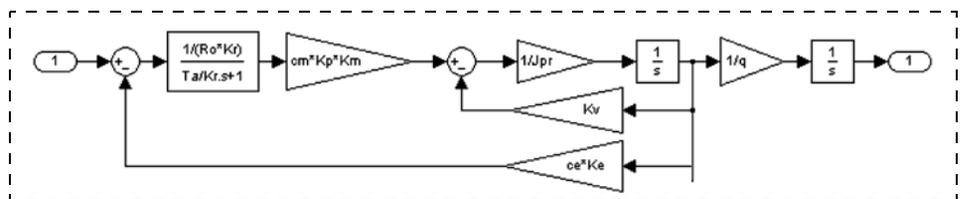


Рис. 5. Упрощенная линейная модель объекта управления 3-го порядка

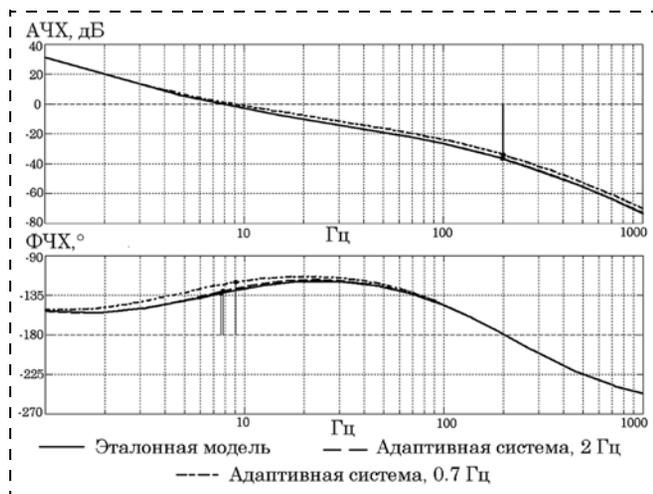


Рис. 6. Частотные характеристики разомкнутой системы

Согласно алгоритму (2) имеем следующие алгоритмы адаптации для коэффициентов регулятора:

$$K_{us_prop}(t) = \int_0^t (y_{ЭМ}(t) - y(t)) \varepsilon_{ЭМ}(t) \gamma_1 dt + K_{us_prop_{ЭМ}}; \quad (3)$$

$$K_{us_dif}(t) = \int_0^t (y_{ЭМ}(t) - y(t)) \varepsilon'_{ЭМ}(t) \gamma_2 dt + K_{us_dif_{ЭМ}}; \quad (4)$$

$K_{us_prop_{ЭМ}}$, $K_{us_dif_{ЭМ}}$ — коэффициенты усиления ЭМ; $y_{ЭМ}(t)$, $y(t)$ — выход ЭМ и реальной системы; $\varepsilon_{ЭМ}(t)$ — ошибка по углу ЭМ; $\varepsilon'_{ЭМ}(t)$ — ошибка по скорости ЭМ; γ_i — коэффициенты адаптации, определяющие скорость процесса настройки варьируемых коэффициентов.

Для оценки качества адаптации удобно использовать частотные характеристики системы. Частотные характеристики разомкнутой системы для ЭМ и адаптивной системы после процесса адаптации представлены на рис. 6 (адаптацию проводили при различных частотах входного синусоидального сигнала — 0,7 и 2 Гц).

Таким образом, частотные характеристики адаптивной системы заметно отличаются друг от друга в зависимости от частоты входного сигнала, при котором проходила адаптация, устойчивость процесса адаптации также зависит от частоты и амплитуды входного сигнала.

Коэффициенты регулятора, полученные при различных частотах входного сигнала, приведены в табл. 1.

Таким образом, экспериментально получен вывод о зависимости коэффициентов адаптивного регулятора от частоты входного сигнала. Выбор параметров входного сигнала является задачей, заслуживающей отдельного рассмотрения. Главное, чтобы такой

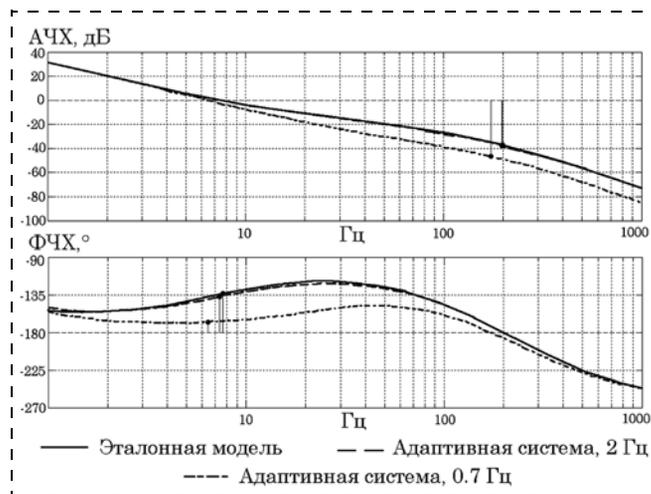


Рис. 7. Частотные характеристики разомкнутой системы

сигнал был типовым для проектируемой системы. При наличии спектральной характеристики входного сигнала представляется желательным создание линейного задающего устройства и использование метода гарантированной точности [5]. Тем не менее, для предложенного изменения внутренних параметров объекта управления частотные характеристики отличаются незначительно, что говорит о возможности применения гармонического заданного сигнала определенной частоты для адаптации.

Запасы устойчивости в процессе адаптации также изменились незначительно (табл. 2).

Однако отличное от приведенного в исходных данных изменение внутренних параметров системы привело к значительному изменению частотных характеристик адаптивной системы по сравнению с ЭМ и снижению запаса устойчивости по фазе (рис. 7).

Таблица 1

Коэффициенты регулятора адаптивной системы при различных частотах входного воздействия

Частота входного сигнала, Гц	Коэффициенты регулятора	
	$K_{проп}$	$K_{диф}$
0,7	518,8	7,6
2	528,6	5,67

Таблица 2

Запасы устойчивости эталонной модели и адаптивной системы

Система	Запасы устойчивости	
	по амплитуде, дБ	по фазе, °
Эталонная модель	34	53,9
Адаптивная система при $\omega_{вх} = 2$ Гц	36,3	49,1
Адаптивная система при $\omega_{вх} = 0,7$ Гц	36,8	47,2

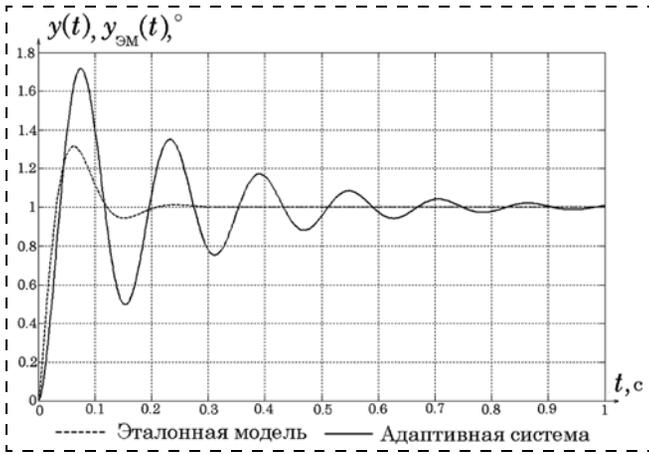


Рис. 8. Переходный процесс в эталонной модели и адаптивной системе

Запас устойчивости по фазе уменьшился с $53,9$ до $12,6^\circ$. Изменился характер переходного процесса (рис. 8).

Прикладные аспекты обеспечения устойчивости синтезированной адаптивной системы

Необходим контроль устойчивости системы в ходе процесса адаптации для обеспечения требуе-

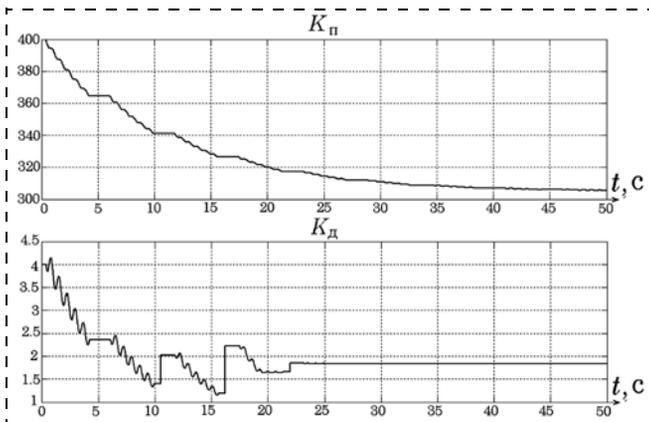


Рис. 9. Коэффициенты регулятора с контролем перерегулирования

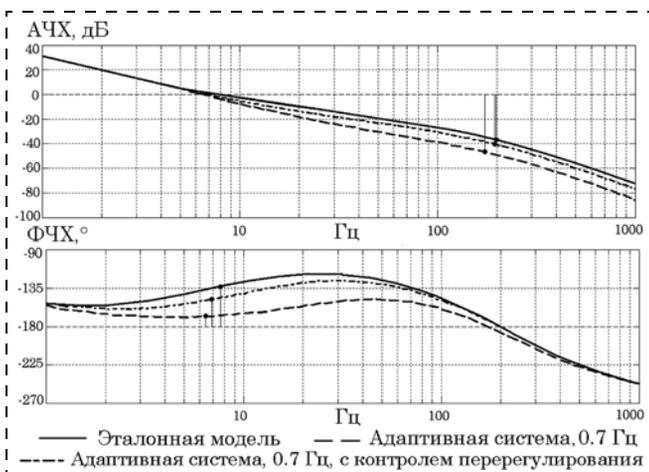


Рис. 10. Частотные характеристики разомкнутой системы

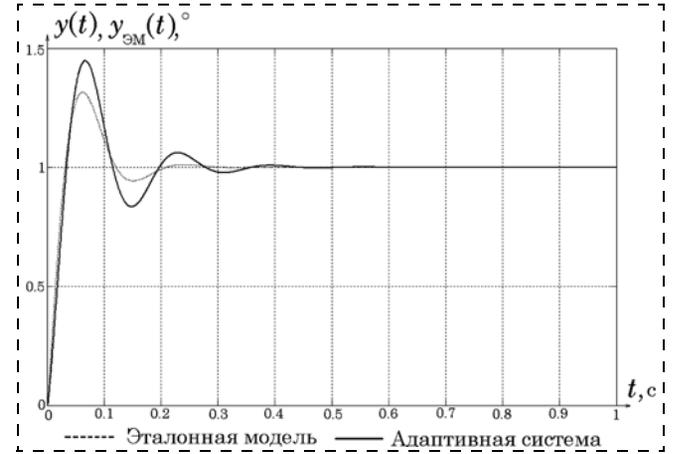


Рис. 11. Переходный процесс в эталонной модели и адаптивной системе

мых характеристик переходного процесса и сохранения устойчивости системы. Простейшей характеристикой, отражающей степень устойчивости системы, является перерегулирование. Для получения требуемого значения перерегулирования будем варьировать коэффициент обратной связи по скорости. Входной сигнал состоит из последовательной комбинации эквивалентного гармонического сигнала и меандра. Обратная связь по скорости для установления перерегулирования корректируется во время подачи меандра. Коррекция перерегулирования должна проводиться только в меньшую сторону, в противном случае система будет стремиться обеспечить требуемое перерегулирование в ущерб адаптации под ЭМ.

Результаты моделирования представлены на рис. 9–11.

Запас устойчивости по фазе с контролем перерегулирования составил $32,3^\circ$.

Параметры переходного процесса: $\sigma = 45$ (32) %, $t_{\text{рег}} = 0,33(0,18)$ с.

Таким образом, применение метода контроля перерегулирования при номинальной входной частоте позволяет сохранить приемлемые запасы устойчивости при появлении ошибки адаптации. Эти параметры определяются значением ограничиваемого перерегулирования.

По результатам проведенных исследований сформулированы некоторые общие принципы выбора параметров адаптора:

- для адаптивных систем, скорость изменения внутренних параметров которых много меньше собственного быстродействия (таких систем подавляющее большинство), при определении коэффициентов адаптора необходимо руководствоваться прежде всего обеспечением устойчивости процесса адаптации, а не его быстродействием;
- для обеспечения требуемых параметров устойчивости системы в ходе процесса адаптации (например, запасов устойчивости) рекомендуется предусмотреть функционирующий в реальном

Параметры ошибки адаптивной системы

Параметры ошибки	Эталонная модель	Система без адаптации	Система после адаптации
Без возмущающего воздействия			
ε_{\max} , мрад	2,0	3,0	2,5
$\varepsilon_{\text{СКО}}$, мрад	1,0	1,6	1,0
При возмущающем воздействии			
ε_{\max} , мрад	2,0	3,5	2,8
$\varepsilon_{\text{СКО}}$, мрад	1,0	1,7	1,1

времени механизм контроля характеристики, отражающей степень устойчивости адаптивной системы (простейшим примером такой характеристики является перерегулирование).

Кроме того, была экспериментально доказана зависимость коэффициентов адаптивного регулятора от входного сигнала (при невозможности обеспечения полного совпадения частотных характеристик адаптивной системы и ЭМ).

При проектировании адаптивных систем проблемой может стать ограниченность ресурсов микропроцессорной системы, которая должна работать в реальном времени. Электропривод РЛС воздушного базирования предъявляет достаточно высокие требования к быстродействию устройства управления, и, кроме того, должна использоваться элементная база отечественного производства. Однако учитывая, что типовым сигналом системы является гармонический сигнал, в качестве выходных сигналов ЭМ можно использовать заранее записанные в памяти управляющего контроллера сигналы отработки эквивалентного синусоидального сигнала. В этом случае будет минимизироваться амплитудная и фазовая ошибки выходных сигналов модели и системы на частоте эквивалентного сигнала. Важным достоинством предлагаемого решения является максимальная возможная точность эталонного моделирования, поскольку ЭМ как таковой нет, а в качестве нее выступает сам привод в своем исходном состоянии.

Недостаток же описываемого метода очевиден — совпад в некой определенной точке, соответствующей номинальной частоте, частотные характеристики будут иметь отличия на всех остальных частотах. Однако поскольку спектр входных сигналов естественным образом ограничен, и на частотах меньше номинальной ошибка слежения должна быть меньше, рассматриваемый тип адаптивных систем представляется достаточно перспективным для решения поставленной задачи.

С учетом возможного изменения коэффициента обратной связи по скорости (изменение коэффициента передачи усилителя сигнала тахогенератора) в регулятор введен дополнительный переменный коэффициент усиления обратной связи по скорости, изменяющийся по следующему алгоритму:

$$K_{ad_skor}(t) = \int_0^t (v_{ЭМ}(t) - y(t)) y'_{ЭМ}(t) \gamma_3 dt + 0, \quad (5)$$

где $y'_{ЭМ}(t)$ — скорость ЭМ.

Проведем математическое моделирование процесса адаптации как в условиях возмущающего воздействия на адаптивную систему, так и при его отсутствии. В качестве объекта управления возьмем нелинейную модель 5-го порядка, изображенную на рис. 4. Возмущающее воздействие на систему возникает в результате качки воздушного носителя, приложенной к основанию привода через систему амортизаторов, зависит от строения планера летательного аппарата, обладает низкой по сравнению

с входным эквивалентным сигналом частотой и имеет характер, близкий к гармоническому.

Эквивалентный гармонический сигнал возмущающего воздействия $3\sin(0,1 \cdot 2\pi)$ (Н · м). Результаты моделирования представлены в табл. 3.

Отметим, что процесс адаптации сходится и при приложении к системе возмущающего воздействия, что позволяет осуществлять его в ходе полета летательного аппарата.

Анализируя полученные результаты, можно отметить, что предложенный алгоритм позволяет добиться, прежде всего, уменьшения СКО, при том что максимальная ошибка уменьшается незначительно.

Для компенсации низкочастотного возмущающего воздействия представляется возможным прямое воздействие на систему, подробно описанное в работе [7], для обозначения которого автор указанной статьи использует термин "сигнальная самонастройка". При адаптивном управлении выполняется алгебраическое суммирование разности выходных сигналов, пропущенной через компенсирующее звено, с управляющим сигналом. Можно сказать, что в результате применения рассмотренного алгоритма система приобретает переменный коэффициент усиления. В случае незначительного изменения параметров системы разность выходов ЭМ и системы близка к нулю, как и влияние адаптивного управления. В обратном случае управление возрастает соответственно степени изменения параметров системы в результате возмущающего воздействия.

Список литературы

1. **Меньшаков Ю. К.** Виды и средства иностранных технических разведок: учеб. пособ. / Под ред. М. П. Сычева. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2009. 656 с.
2. **Давыдов П. С., Сосновский А. А., Хаймович И. А.** Авиационная радиолокация: Справочник. М.: Транспорт, 1984. 223 с.
3. **Егупов Н. Д.** Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. 744 с.
4. **Ким Д. П.** Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы: учеб. пособ. М.: Физматлит, 2004. 464 с.
5. **Беленький Ю. М., Микеров А. Г.** Выбор и программирование параметров бесконтактного моментного привода. Л.: ЛДНТП, 1990.
6. **Макаров Н. Н.** Гарантированная точность в проектировании линейных следящих систем // Известия высших учебных заведений. Сер. Электромеханика. 1980. № 7. С. 661—722.
7. **Фролов Ю. М.** Адаптивная система с самонастройкой параметров // Электротехнические комплексы и системы управления. 2008. № 4. С. 29—31.

УДК 621.01

Ф. Н. Притыкин, д-р техн. наук, доц., pritykin@mail.ru, О. И. Гордеев, студент,
Омский государственный технический университет

Обобщенный метод определения угла сервиса для плоских незамкнутых механизмов манипуляторов на основе анализа мгновенных состояний

Предложен алгоритм определения угла сервиса для плоских незамкнутых кинематических цепей, имеющих различную структуру, на основе синтеза движений по вектору скоростей. Получены графики зависимостей, характеризующих точность определения указанного угла разработанным методом в различных точках конфигурационного пространства для плоских механизмов манипуляторов.

Ключевые слова: виртуальное моделирование движений роботов, плоские механизмы манипуляторов, угол сервиса

F. N. Pritykin, O. I. Gordeev

The Generalized Method of Definition of a Corner of Service for the Flat Not Closed Kinematic Circuits of Manipulators on the Basis of the Analysis of Instant Conditions

In this work the algorithm of definition of a corner of service for the flat not closed kinematic circuits having various structure of kinematic circuits, on the basis of synthesis of movements on a vector of speeds is offered. Dependences definitions of the specified corner describing accuracy by the developed method in various points of configuration space for flat mechanism of the manipulator having seven parts are received.

Keywords: virtual modeling of movements of robots, flat mechanisms of manipulators, a corner of service

Возможность изменения ориентации схвата при размещении его центра в заданной точке зоны обслуживания характеризуется углом сервиса (для плоских механизмов этот угол является плоским) [1]. В работе [2] приведен способ определения указанного параметра на основе использования векторного уравнения замкнутости эквивалентного механизма. Однако при сложной структуре кинематических цепей механизмов манипуляторов, заданных предельных значениях обобщенных координат и двигательной избыточности, равной трем и более, использование указанного способа затруднено. Определение угла сервиса с помощью построения движения по вектору скоростей [1] при значениях первых двух компонент вектора скорости схвата \mathbf{V} , равных нулю (для плоских механизмов), приводит к значительному отклонению центра выходного звена от заданной исследуемой точки зоны обслуживания. Это объясняется существующими погрешностями линеаризации.

Исследуем точность нахождения угла U_p , который с некоторым допущением определяет угол сервиса U , с помощью способа, основанного на реализации мгновенных состояний, на примере плоских механизмов манипуляторов, длины звеньев которых

равны 120 мм, число звеньев равно 7 (число подвижных звеньев — 6) (рис. 1, а, б). Геометрические модели данных механизмов обозначим М3-3-3-3-3 (рис. 1, а) и М4-5-3-3-3-3 (рис. 1, б) [3]. Параметры φ_i определяют значения обобщенных координат, точки B_1, \dots, B_7 на рис. 1 определяют узловые точки механизмов.

Для конфигурации механизма М3-3-3-3-3 угол сервиса, заданный положением отрезков $B_6^1 B_7$ и $B_6 B_7$, для точки зоны обслуживания $A_2 = B_7$ графическими построениями определяется пересечением двух окружностей. Центры указанных окружностей совпадают с точками O_0 и A_2 , а их радиусы равны соответственно $120 \cdot 5 = 600$ мм и 120 мм. Для конфигурации, задающей положение центра схвата A_2 ($\varphi_1 = 11,5^\circ$, $\varphi_{2-5} = 0$, $\varphi_6 = 90^\circ$), указанный угол сервиса равен 169° .

Соответственно, для конфигурации механизма М4-5-3-3-3 (рис. 1, б) угол сервиса определяется положением отрезков $B_6 B_7$ и $B_6^1 B_7$. Для данного механизма предельные значения обобщенных координат, задающих поступательные перемещения в шарнирах, заданы неравенством $50 \text{ мм} > \varphi_{1-2} > 0$. При значениях обобщенных координат $\varphi_3 = 11,5^\circ$, $\varphi_{4-5} = 0^\circ$, $\varphi_6 = 90^\circ$ угол сервиса равен 151° . Точка B_6^1

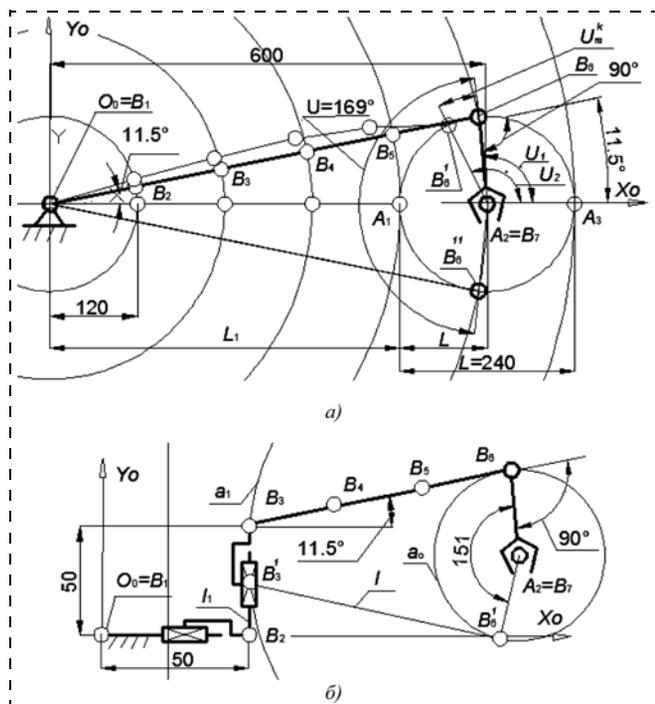


Рис. 1. Определение угла сервиса U с помощью графических построений для механизмов:
 а — М3-3-3-3-3-3; б — М4-5-3-3-3-3

определяется как точка касания прямой l с окружностью a_0 , радиус которой равен отрезку B_7B_6 , т. е. равен 120 мм. При этом $B_3 \in l$, $B_3 = l_1 \cap a_1$, вертикальная прямая l_1 удалена на расстоянии 50 мм от начала неподвижной системы координат, a_1 — окружность с центром в точке B_7 , радиус которой определяется отрезком B_3B_7 .

Пусть $A_j, j = \overline{1, 7}$, — точки, задающие положение центра схвата при различных конфигурациях манипулятора. Определим совокупность значений углов U_p , полученных реализацией мгновенных состояний для конфигураций механизма М3-3-3-3-3-3, при которых точка A_j (центр схвата) будет располагаться на отрезке A_1A_3 , длина которого равна двум длинам последнего подвижного звена ($A_1A_3 = 240$ мм, при этом для исследуемых конфигураций $\varphi_{2-5} = 0^\circ$). Рассмотрим семь различных положений указанной точки A_j на отрезке A_1A_3 . В этом случае соседние точки A_j располагаются на расстоянии 30 мм. Способ определения угла U_p основан на построении множества G_d конфигураций, удовлетворяющих заданной точности позиционирования центра выходного звена (которую обозначим d_{\min}), путем реализации значений векторов обобщенных скоростей $\mathbf{Q}(\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2, \dots, \dot{\varphi}_n)$ [4–6], где n — число обобщенных координат. Погрешность реализации вектора \mathbf{Q} обозначим d [1]. Для заданной конфигурации совокупность положений выходного звена, заданного отрезком B_6B_7 , и множество его возможных положений в соответствии с G_d определяет угол, который обозначим U_s . На рис. 2, а, б угол U_s построен для двух конфигураций (начальной и одной из промежуточных при определении угла U_p). Как видно,

указанный угол для начальной и промежуточной конфигурации составляет соответственно 1° и 24° . Значение параметра d_{\min} при проведении исследований было принято $d_{\min} \leq 1$ мм.

Значение вектора \mathbf{Q} определяется в соответствии с заданной линейной системой уравнений, задающей взаимосвязь обобщенных скоростей \mathbf{Q} со скоростями \mathbf{V} выходного звена [1]. Направление вектора \mathbf{V} при проведении исследований принято параллельным оси O_0x_0 неподвижной системы координат. Размерность указанного вектора принята равной двум, т. е. ориентация выходного звена при синтезе движений не учитывалась, $V_x = 1$ мм/с, $V_y = 0$.

Выходные звенья двух конфигураций, рассчитанных на начальной и k -й итерации (см. рис. 1, а), задают угол U_m^k . Указанный угол определяется углом между отрезками B_6B_7 и $B_6^1B_7$, при этом $U_m^k = U_2 - U_1$.

Построим совокупность конфигураций [4–6], для которых значение угла U_m^k будет изменяться против часовой стрелки и будет больше, чем значение U_m^{k+1} , рассчитанное на предыдущей итерации. Начальное положение конфигурации механизма М3-3-3-3-3-3 для точки A_2 соответствует значениям обобщенных координат $\varphi_1 = 11,5^\circ, \varphi_{2-5} = 0, \varphi_6 = 90^\circ$. Для данной конфигурации угол $U_m^k = U_1$. Заметим, что на каждом шаге расчетов определяется максимальное значение угла $(U_m^k)^{\max}$ на основе значений U_m^k и U_m^{k+1} :

$$(U_m^k)^{\max} = \max(U_m^k, U_m^{k+1}).$$

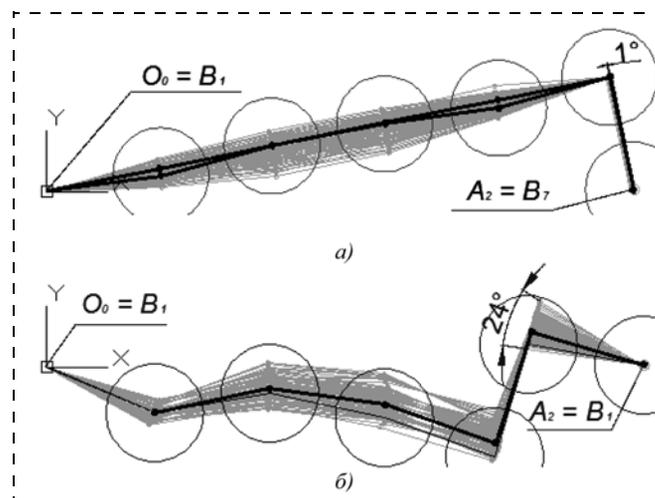


Рис. 2. Результаты определения угла U_s с помощью реализаций мгновенных состояний для механизма М3-3-3-3-3:
 а — ($\varphi_1 = 11,5^\circ, \varphi_{2-5} = 0, \varphi_6 = 90^\circ$); б — ($\varphi_1 = 23^\circ, \varphi_2 = 35^\circ, \varphi_3 = 20^\circ, \varphi_4 = 11^\circ, \varphi_5 = 91^\circ, \varphi_6 = 88^\circ$)

После определения методом, изложенным в работах [4, 5], конфигурации из множества G_d (рис. 2, а, б), удовлетворяющей условиям

$$U_m^{k+1} > (U_m^k)^{\max}, \quad (1)$$

$$d < d_{\min}, \quad (2)$$

находят следующую $(k + 2)$ -ю конфигурацию с сохранением списка обобщенных координат $U_{pi} = U_i$. При этом за исходно заданную конфигурацию принимается $(k + 1)$ -я конфигурация, для которой выполняются условия (1), (2).

Рассмотренный случай соответствует синтезу движений звена B_6B_7 с поворотом вокруг точки B_7 против часовой стрелки. Если же рассматривать движение звена B_6B_7 с поворотом по часовой стрелке, то условие (1) заменяется условием

$$U_m^{k+1} < (U_m^k)^{\min},$$

где $(U_m^k)^{\min} = \min(U_m^k, U_m^{k+1}). \quad (3)$

Для задания варианта поворота используется переменная kk : при $kk = 0$ рассматривается поворот против часовой стрелки, а при $kk = 1$ — поворот по часовой стрелке.

Алгоритм построения конфигураций, удовлетворяющих условиям (1)–(3), представлен на рис. 3. На рис. 3 используются следующие обозначения: 1 — начало, задание значения вектора L_n ($\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_6$) списком U_i обобщенных координат и параметра kk ; 2 — вычисление точки A_i зоны обслуживания, целевой точки и вектора V (целевая точка смещена по направлению оси x_0 на расстояние один миллиметр); 3 — вычисление матрицы частных передаточных отношений J и вектора Q по критерию минимизации квадратичного функционала объема движения [1]; 4 — расчет положения конфигурации L_n^{k+1} в соответствии с вектором Q , присвоение значения $\varphi_i := \varphi_i + \dot{\varphi}_i$ (принимается допущение $\Delta\varphi_i \approx \dot{\varphi}_i$); 5 — вычисление погрешностей реализации d ; 6 — проверка условия $d < d_{\min}$; 7 — проверка условий $\varphi_i^{\min} > \varphi_i > \varphi_i^{\max}$, где $\varphi_i^{\min}, \varphi_i^{\max}$ — заданные предельные значения обобщенных координат (при расчете тестовых примеров $\varphi_i^{\min} = -180^\circ, \varphi_i^{\max} = 180^\circ$); 8 — $kk = 0$; 9 — проверка условия $U_m^{k+1} > (U_m^k)^{\max}$; 10 — проверка условия $U_m^{k+1} < (U_m^k)^{\min}$; 11 — формирование изображения конфигурации: $kk = 0 \Rightarrow$ присвоение значения $(U_m^k)^{\max} := \max(U_m^k, U_m^{k+1})$, $kk = 1 \Rightarrow$ присвоение значения $(U_m^k)^{\min} := \min(U_m^k, U_m^{k+1})$, $U_{pi} = U_i$, где U_{pi} — список обоб-

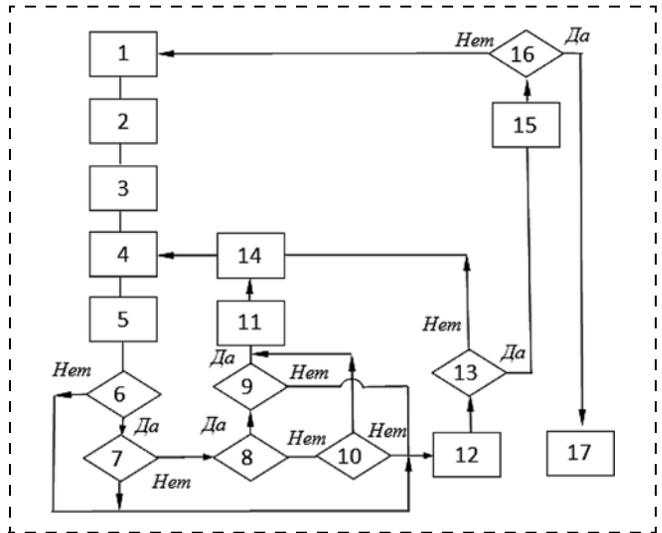


Рис. 3. Блок-схема построения угла U_p реализацией мгновенных состояний

щенных координат, удовлетворяющий условиям (1), (2) или (1), (3), U_i — список обобщенных координат текущей конфигурации; 12 — изменение значений параметров k_1, k_2, \dots, k_4 , задающих координаты точки N^Q в p -плоскости Γ (см. работы [4, 5]); 13 — $k_1 > k_1^{\max}, k_2 > k_2^{\max}, \dots, k_4 > k_4^{\max}$ (где k^{\max} — предельно заданное максимальное значение, определенное экспериментальным путем в ходе проведения исследований, $k^{\max} = 20$); 14 — расчет вектора Q при $k_i \neq 0$; 15 — присвоение значения $U_i := U_{pi}$; 16 — присвоение значения $U_m^{k+1} := (U_m^k)^{\max}$; 17 — конец.

На рис. 4 (см. вторую сторону обложки) представлен синтез малых движений в целях определения угла U_p при использовании зависимостей (1), (2) для двух конфигураций механизма М3-3-3-3-3-3 (рис. 4, а, б) и для механизма М4-5-3-3-3-3 (рис. 4, в). Моделирование движений осуществлялось в системе САПР АСAD с использованием программных модулей, описанных на языке AutoLISP. Заметим, что при значении заданной точности позиционирования $d_{\min} \leq 2$ мм при синтезе движений механизма М4-5-3-3-3-3 возникают тупиковые ситуации, и построение угла U_p в этом случае невозможно. На рис. 4, в представлен синтез движений механизма М4-5-3-3-3-3 при значении параметра $d_{\min} \leq 3$ мм. Как видно из рис. 1, б и рис. 4, в точность определения угла сервиса для данной конфигурации и данного механизма равна 85 %. Окружности на рис. 4 отражают узловые точки конфигураций, заданных в блоке 15, для которых исследовали угол U_s . На рис. 5, 6 представлены графики зависимостей $U_{p3} = f_1(L), U_{p4} = f_2(L), U_{p5} = f_3(L), U_{p6} = f_4(L)$ и $\mu_3 = f_1(L), \mu_4 = f_2(L), \mu_5 = f_3(L), \mu_6 = f_4(L)$. Данные графики зависимостей отражают изменение угла U_p и процент точности μ определения угла сервиса соответственно для механизмов М3-3-3, М3-3-3-3,

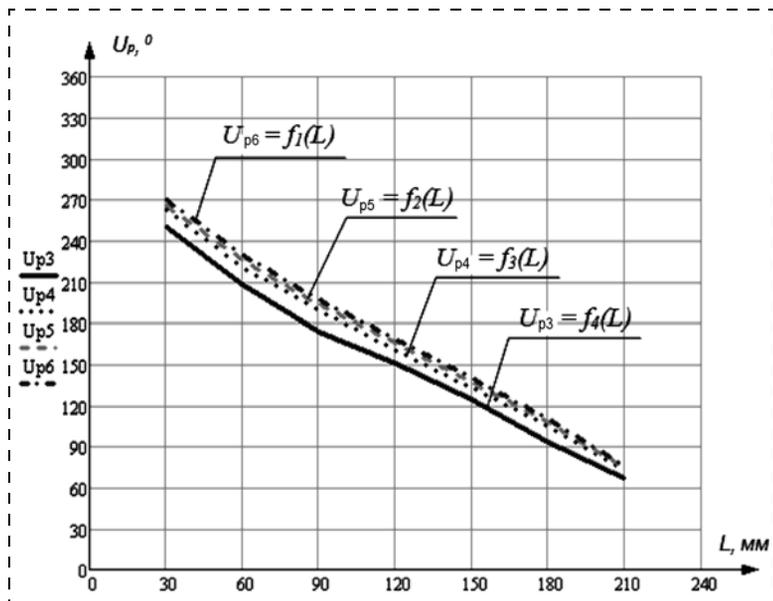


Рис. 5. Графики зависимостей $U_p = f_i(L)$, для механизмов М3-3-3, М3-3-3-3, М3-3-3-3-3 и М3-3-3-3-3-3

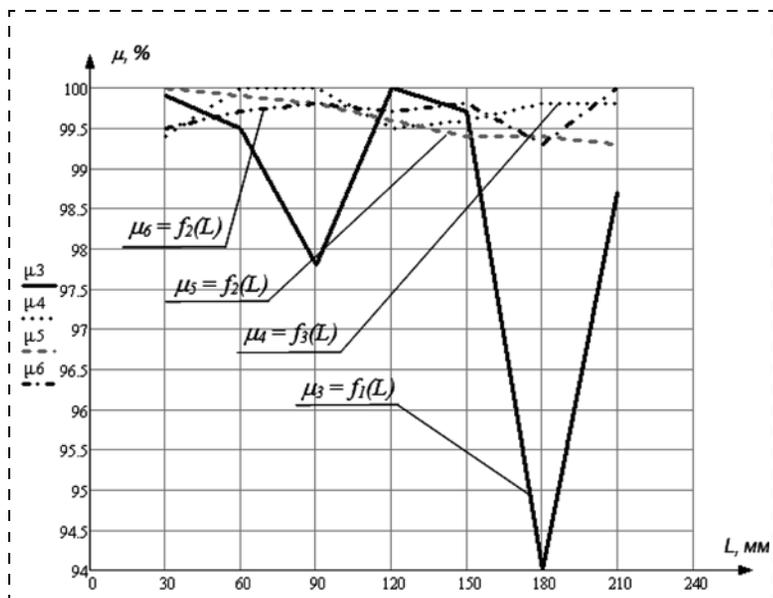


Рис. 6. Графики зависимостей $\mu = f_i(L)$, для механизмов М3-3-3, М3-3-3-3, М3-3-3-3-3 и М3-3-3-3-3-3

Значения углов сервиса, определенных графическим способом и с помощью исследования мгновенных состояний

L , мм	М3-3-3		М3-3-3-3		М3-3-3-3-3		М3-3-3-3-3-3	
	U	U_p	U	U_p	U	U_p	U	U_p
30	250,2	250	261,5	263	266,117	266	268,617	270
60	208,95	208	220,967	221	226,267	226	229,25	230
90	177,95	174	189,117	189	194,367	194	197,4	197
120	151,05	151	160,817	160	165,633	165	168,517	169
150	125,433	125	133,567	133	137,767	137	140,333	140
180	98,917	93	105,233	105	108,633	108	110,75	110
210	67,9	67	72,133	72	74,483	75	76	76

М3-3-3-3-3 и М3-3-3-3-3-3. Процент точности определяется по зависимости $\mu = U_p/U \cdot 100$, где параметр U определяется графическим путем. Параметр L определяет удаление точки A_i от точки A_1 (см. рис. 1, а). Точка A_1 для указанных механизмов располагается от начала координат O_0 на расстоянии $L_1 = 120 \cdot (n - 2)$. Результаты расчетов и графических построений, связанных с определением углов U_p и U , сведены в таблицу.

Анализ графиков функций показывает, что процент точности определения угла сервиса разработанным методом для механизмов М3-3-3, М3-3-3-3, М3-3-3-3-3, М3-3-3-3-3-3 и $d_{\min} \leq 1$ мм составляет от 94 до 100 % в зависимости от положения центра захвата на отрезке A_1A_3 . Для механизма М4-5-3-3-3-3 в соответствии с проведенными вычислениями данный процент точности составляет от 80 до 85 % при значении параметра $d_{\min} \leq 3$ мм.

Предлагаемый алгоритм определения угла U_p , с некоторым допущением задающий угол сервиса, характеризуется универсальностью и может быть использован для манипуляторов, имеющих произвольную структуру плоских кинематических цепей, произвольную степень двигательной избыточности и заданные предельные значения обобщенных координат. Для пространственных механизмов роботов возможно построение проекций телесных углов на различные плоскости проекций с использованием разработанной методики. Предлагаемый метод изменения ориентации выходного звена может быть использован в интеллектуальных системах управления роботами для смены типа конфигурации по отношению к заданным запретным зонам.

Список литературы

1. Кобринский А. А., Кобринский А. Е. Манипуляционные системы роботов. М.: Наука, 1985. 343 с.
2. Лебедев П. А. Аналитический метод определения коэффициента сервиса манипулятора // Проблемы машиностроения и надежности машин. 1991. № 5. С. 93–98.
3. Притыкин Ф. Н. Методы и технологии виртуального моделирования движений адаптивных промышленных роботов с использованием средств компьютерной графики // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 6. С. 34–41.
4. Притыкин Ф. Н., Кузнецов С. А. Метод графического представления плоского и телесного углов, образованных продольной осью схватоносителя при реализации мгновенных состояний манипуляторов // Омский научный вестник. 2001. Вып. 14. С. 103–108.
5. Притыкин Ф. Н. Графическое представление телесного угла и окружающего пространства руки при реализации мгновенных состояний манипуляторов // Проблемы машиностроения и надежности машин. 2002. № 3. С. 93–101.
6. Притыкин Ф. Н., Чукавов Е. А. Анализ показателей маневренности механизмов манипуляторов, имеющих различную структуру кинематических цепей // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 1. С. 35–39.

А. В. Назарова, канд. техн. наук, доц., avn@bmstu.ru,

Т. П. Рыжова, науч. сотр., tatiana281186@yandex.ru,

Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана

Система управления коллективом мобильных роботов

Рассмотрены вопросы управления мультиагентной робототехнической системой. Приведена модульная структура системы управления коллективом роботов. Рассмотрены алгоритмы распределения задач в группе роботов. Приведены подходы к организации перемещения роботов к целевым точкам в среде с препятствиями и равномерного размещения роботов в рабочей зоне. Рассмотрены алгоритмы обработки данных, получаемых роботами при выполнении заданий.

Ключевые слова: мультиагентная робототехническая система, управляющий центр, модульная система управления, коллектив роботов, модель переговоров "аукцион", метод "потенциалов"

A. V. Nazarova, T. P. Ryzhova

The Robot Team Control System

Problems of control of the multiagent robotic system are considered. The modular structure of the robot team control system is developed. The algorithm of the tasks distribution between robots is considered. The algorithm of moving of the robots to its target points in the work-space with obstacles and the algorithm of uniform placement of robots in the working area are described. The algorithms of the data processing are considered.

Keywords: multiagent robotic system, control centre, modular control system, robot team, "Auction" model of negotiate, method of "potentials"

Введение

Проблема управления коллективами мобильных роботов в последнее время становится все более актуальной, поскольку развитие робототехники обеспечивает широкое применение роботов и робототехнических систем в областях, связанных с риском для человека. Характерным примером такого использования являются разведывательные и ликвидационные операции на различных химически и радиационно опасных объектах. Подобные задачи целесообразно решать с помощью специализированных робототехнических комплексов, так как технические возможности отдельного мобильного робота ограничены его радиусом действия, набором выполняемых функций и энергоресурсом. Использование коллективов взаимодействующих роботов, обладающих различными функциональными возможностями, т. е. мультиагентных робототехнических систем (МРТС), позволяет повысить надежность и сократить время выполнения задания. При этом возникает проблема организации согласованной работы автономных взаимодействующих роботов, совместно решающих сложные задачи.

Данная статья посвящена вопросам построения системы управления (СУ) МРТС, предназначенной для работы на различных опасных объектах, а также разработке методов и алгоритмов мультиагентного и централизованного управления коллективом мобильных роботов. Решение этих проблем направлено на практическую реализацию МРТС, что позволит в значительной степени снизить риск для человека при работе в неблагоприятных или опасных условиях.

Общая концепция построения робототехнической системы

В настоящее время выделяют три типа распределенных систем — централизованные, децентрализованные и гибридные [1]. *Гибридная система* — это комбинация *централизованной* и *децентрализованной* систем. Здесь управление коллективом выполняется за счет обмена информацией между агентами, а обработка данных осуществляется управляющим центром. Достоинствами гибридных систем являются возможность самоорганизации, надежность работы и малый расход вычислительных ресурсов агентов. В связи с этим в предлагаемой МРТС используется гибридный принцип построения.

Робототехническая система должна повышать уровень безопасности персонала при выполнении различных операций на опасных объектах. В соответствии с этим можно очертить круг задач, которые должна решать разработанная МРТС: она может быть использована для обследования рабочей зоны, поиска объектов в рабочем пространстве, выполнения различных технологических и транспортных операций, построения безопасных маршрутов эвакуации персонала из опасной зоны и т. п.

В состав системы входят управляющий центр (УЦ), коллектив агентов-роботов, имеющих различную "специализацию", и вспомогательное оборудование. Функции человека-оператора включают наблюдение за состоянием системы и принятие решений в сложных ситуациях. УЦ формирует команды управления коллективом в целом и обрабатывает

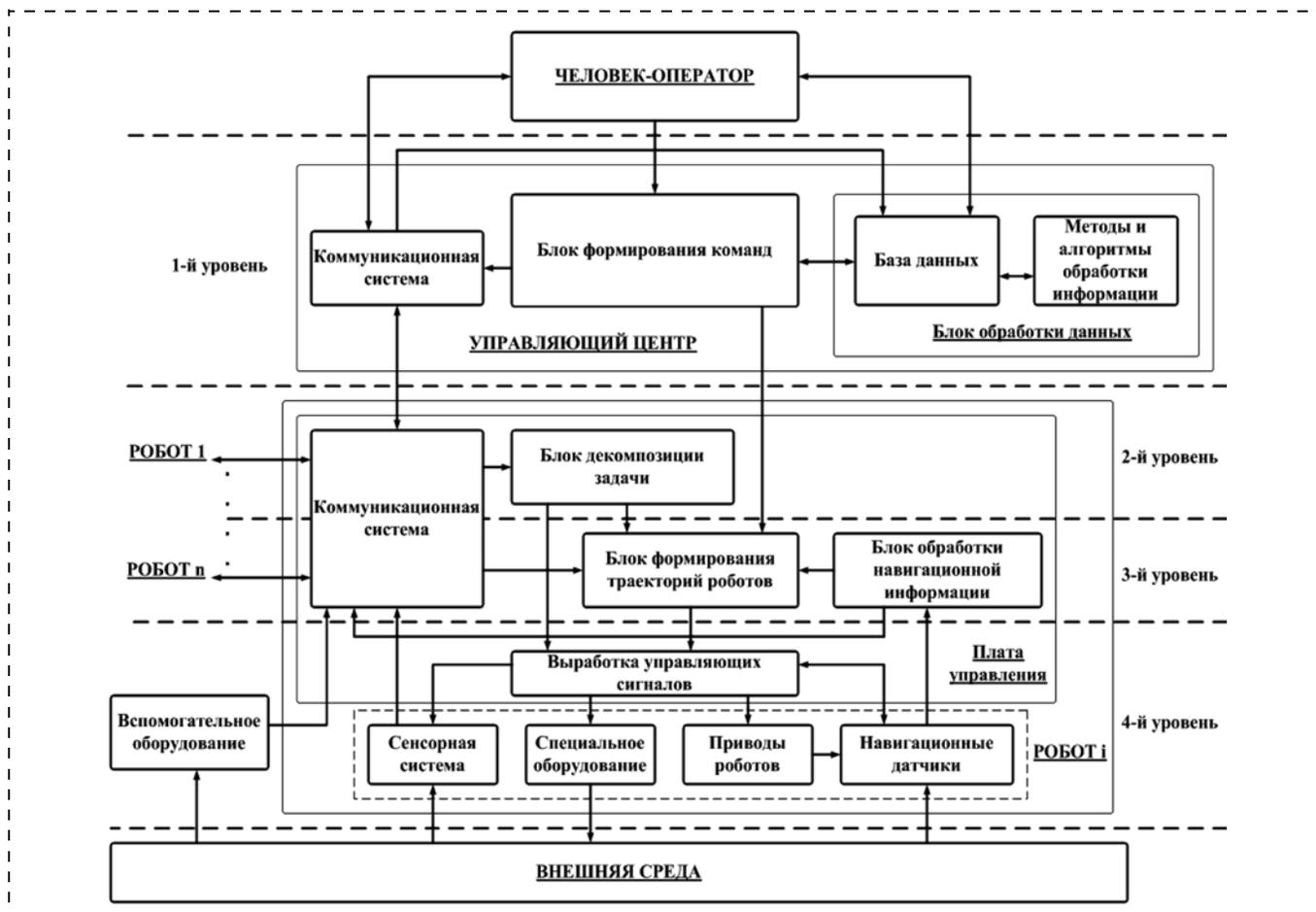


Рис. 1. Структура системы управления МРТС

информацию, получаемую роботами в процессе выполнения задания. Роботы в зависимости от своих функциональных возможностей могут выполнять разведывательные, поисковые или технологические операции. В соответствии с заданием управляющего центра роботы с помощью обмена сообщениями объединяются в группы и распределяют задачи между собой с учетом заданного критерия оптимальности. Вспомогательное оборудование включает базовые станции, предназначенные для определения координат роботов, датчики информации об окружающей среде и другие технологические устройства, обеспечивающие функционирование системы.

На рис. 1 приведена структурная схема разработанной иерархической системы управления МРТС, построенной по модульному принципу [2].

Управляющий центр, образующий первый уровень СУ, содержит блок формирования команд, отвечающий за выработку последовательности команд и передачу их роботам, и блок обработки данных, куда поступает информация от агентов-роботов и вспомогательного информационно-измерительного оборудования. Здесь же находится библиотека методов и алгоритмов обработки данных, обеспечивающих пополнение базы данных новой информацией, в том числе различными картограммами,

прогнозами изменения состояния окружающей среды и т. п., на основании чего УЦ корректирует задания коллективу роботов.

Второй уровень отвечает за глобальное планирование действий МРТС: декомпозицию задач, решаемых МРТС, на более простые задачи и распределение их между роботами. Результатом работы соответствующих алгоритмов является определение координат целевой точки для каждого робота.

Третий уровень обеспечивает формирование траекторий движения роботов с помощью алгоритмов локального планирования, основанных на аналоге метода потенциалов. Это алгоритмы равномерного распределения роботов в рабочей зоне и перемещения роботов к целевым точкам в среде с препятствиями. Для формирования траекторий движения необходимо определять текущие координаты роботов в рабочем пространстве, эта задача решается комбинированной навигационной системой.

Четвертый уровень (исполнительный) осуществляет непосредственное взаимодействие со всеми элементами МРТС и внешней средой, он отвечает за выработку управляющих сигналов для приводов роботов, навигационных датчиков, специального и вспомогательного оборудования, поддерживает работу сенсорной системы.

Глобальное планирование

Разработанные алгоритмы глобального планирования реализуют второй уровень системы управления МРТС (рис. 1) и включают алгоритм разбиения коллектива роботов на группы и алгоритм распределения задач для роботов внутри групп. Решение задач глобального планирования необходимо при реализации как централизованного, так и мультиагентного управления.

В случае централизованного управления задачи в коллективе роботов распределяет управляющий центр в соответствии с заданным критерием оптимальности (как правило, это время решения глобальной задачи). Сравним три алгоритма централизованного распределения задач — известные метод полного перебора и генетический алгоритм, а также разработанный "ценовой" алгоритм.

Самый простой способ найти оптимальное решение — перебрать все возможные варианты. Достоинством этого метода является стопроцентная вероятность нахождения наилучшего решения. Основным недостатком — большой объем обрабатываемой информации при наличии множества вариантов решения задачи.

Эволюционные методы (генетические алгоритмы) представляют собой методы оптимизации, основанные на концепциях естественного отбора и генетики. В этом подходе переменные, характеризующие решение, представлены в виде генов в хромосоме. Генетические алгоритмы (ГА) оперируют конечным множеством решений (популяцией) и генерируют новые решения как различные комбинации частей решений популяции, используя операторы отбора, скрещивания и мутации [3]. Основными достоинствами ГА являются способность работать с функциями, зависящими от нескольких переменных, и устойчивость к попаданию в локальные оптимумы. Основным недостатком ГА, как и в случае полного перебора, заключается в высокой вычислительной сложности, что оказывает существенное влияние на быстродействие системы.

Для централизованного распределения задач между роботами разработан, реализован и исследован более простой "ценовой" алгоритм. Его суть заключается в следующем. Управляющий центр для

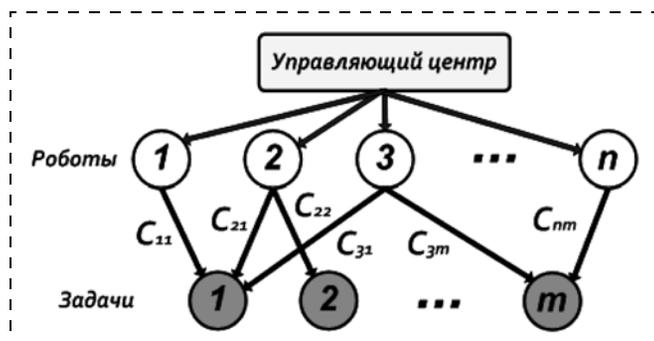


Рис. 2. Централизованное распределение задач в коллективе

каждого робота формирует ценовой массив, содержащий предполагаемые затраты робота (например, время или энергозатраты) на выполнение каждой задачи. Управляющий центр должен распределить задачи в коллективе роботов таким образом, чтобы соответствующие значения "цен" стремились к минимально возможным значениям (рис. 2).

Исследования показали, что генетический алгоритм распределения задач по сравнению с "ценовым" позволяет находить более рациональное решение глобальной задачи, но обладает большей вычислительной сложностью, что критично в случае ограниченного времени принятия решений.

При большом числе роботов, входящих в состав системы, централизованное управление имеет ряд недостатков, среди которых невысокая надежность работы системы, большая нагрузка на радиоканалы и большой расход вычислительных ресурсов управляющего центра. Кроме того, централизованный подход неэффективен при быстром изменении параметров рабочей зоны.

Этих недостатков лишен второй подход к распределению задач в коллективе роботов — мультиагентное управление, когда роботы в процессе переговоров самостоятельно распределяют задачи между собой, также руководствуясь заданным критерием оптимальности (рис. 3).

Такое распределение задач наилучшим образом обеспечивает модель переговоров "аукцион", основанная на обмене информацией между отдельными агентами. На аукционе некоторые ресурсы, например энергоресурсы, необходимые агентам для достижения цели, "выставляются на продажу". Поскольку ресурсы ограничены, агенты соперничают между собой в процессе "торгов". При распределении задач в коллективе роботов в качестве ресурсов выступают сами задачи. Целесообразность "покупки", т. е. назначения роботу конкретной задачи, оценивается заданным критерием оптимальности [4].

Данная модель явилась основой мультиагентного алгоритма распределения задач. На каждом этапе аукциона агенты-роботы формируют собственные ценовые массивы, и один из роботов коллектива становится лидером. Он выставляет на "торги" свою наилучшую (т. е. наименее затратную) задачу и посылает запрос остальным роботам "У кого эта задача

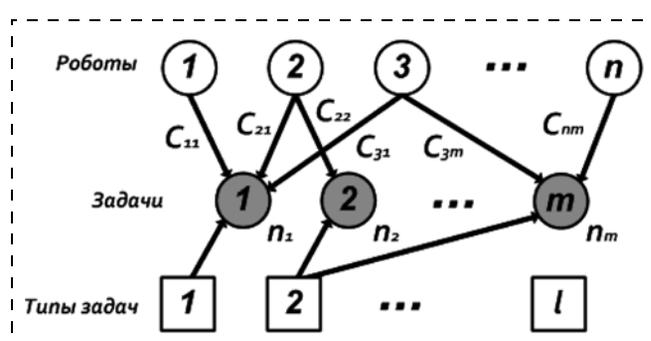


Рис. 3. Мультиагентное распределение задач в коллективе

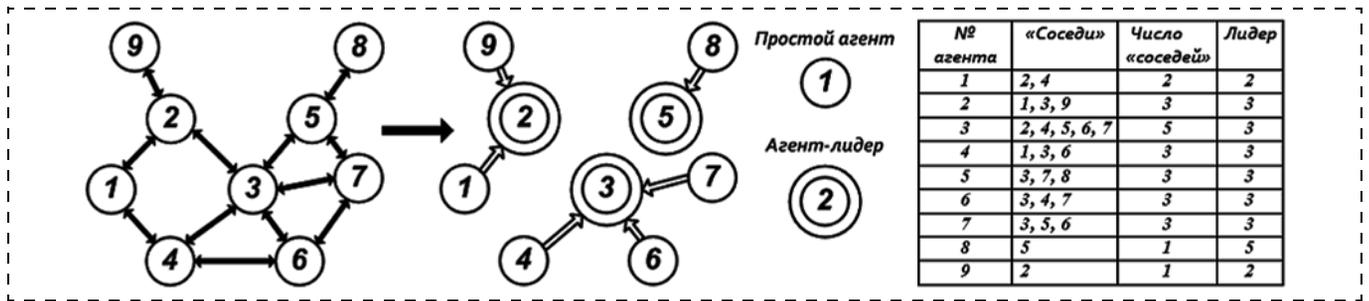


Рис. 4. Разбиение коллектива роботов на группы

также является наилучшей?" Лидер выбирает из ответивших агентов тех, которые предлагают наименьшую цену, и отправляет им команду выполнять задачу. На следующем этапе лидером становится другой, свободный от выполнения задачи агент. Аукцион проводится до тех пор, пока не будут распределены все задачи. Мультиагентное управление обеспечивает возможность самоорганизации системы и повышает надежность ее работы.

Сравнительный анализ централизованных и мультиагентных методов распределения задач в группе роботов позволил оценить эффективность разработанных алгоритмов. Исследования показали, что все централизованные методы имеют большую вычислительную сложность, чем мультиагентные (под вычислительной сложностью понимается зависимость числа элементарных операций, реализующих соответствующие алгоритмы распределения, от числа n роботов, входящих в состав системы).

Сравнение мультиагентных методов показало, что алгоритм распределения задач, разработанный на базе модели переговоров "аукцион", обладает значительно меньшей вычислительной сложностью (в $0,12n$ раз, при $n \gg 8$), чем известный мультиагентный метод коллективного улучшения плана [5].

Недостатком разработанных централизованных и мультиагентных алгоритмов является зависимость получаемого результата от порядка нумерации агентов и задач. Кроме того, данные алгоритмы позволяют находить "хорошее", но не оптимальное решение.

Для реализации мультиагентного распределения задач каждый агент-робот должен иметь возможность обмениваться информацией со всеми остальными роботами, входящими в состав коллектива. В реальных условиях не всегда удается выполнить эти требования, поскольку в пределах рабочей зоны могут находиться различные препятствия и присутствовать помехи, нарушающие информационный обмен.

Решением данной проблемы является разбиение коллектива роботов на отдельные группы, в каждой из которых определен агент-лидер, способный обмениваться данными со всеми остальными агентами группы. При этом число лидеров должно стремиться к минимуму. В рамках разработанного мультиагентного алгоритма формирования автономных групп роботов каждый агент с помощью сообщения-за-

проса определяет своих соседей — роботов, с которыми может обмениваться информацией, подсчитывает их число и отправляет это значение своим соседям. Затем каждый робот выбирает из списка своих соседей лидера — агента с наибольшим числом соседей. В частном случае агент может стать лидером сам для себя. В результате коллектив роботов разбивается на группы, имеющие лидеров (рис. 4). После этого внутри каждой сформированной группы можно использовать рассмотренный ранее мультиагентный алгоритм распределения задач.

Таким образом, результатом глобального планирования является разбиение коллектива роботов на группы, внутри которых каждому роботу поставлена соответствующая задача.

Локальное планирование

Все задачи, решаемые роботами в составе групп, сводятся либо к равномерному распределению роботов в рабочей зоне, либо к перемещению роботов к заданным целевым точкам и выполнению в этих точках каких-либо операций, поэтому система управления должна обеспечивать формирование траекторий движения роботов, т. е. решать задачи локального планирования. Соответствующие алгоритмы реализуются на третьем уровне СУ и являются базовыми для блока формирования траекторий (см. рис. 1). Основу алгоритмов составляет кинематический аналог известного метода "потенциалов" [6].

Элементам системы приписываются определенные "заряды" таким образом, что каждый робот притягивается к своей целевой точке и отталкивается от других роботов и статических препятствий, расположенных в рабочей зоне. Скорость притяжения (отталкивания) обратно пропорциональна расстоянию между роботом и соответствующим объектом. Тогда результирующая скорость робота определяется как векторная сумма скоростей отталкивания и притяжения.

Реализация этого метода обеспечивает равномерное распределение роботов в рабочей зоне при ее обследовании для выявления чрезвычайных ситуаций, а также перемещение роботов в требуемые целевые точки для выполнения технологических операций. В обоих случаях роботы в процессе движения должны избегать столкновений со статическими препятствиями и с другими роботами.

Обработка данных управляющим центром СУ

Часто целью обследования зараженной территории является построение карты рабочей зоны. Это может быть как физическая карта местности, так и специальная картограмма, полученная по результатам обработки информации, собранной коллективом роботов. Для сбора данных роботы равномерно распределяются в пределах рабочей зоны и измеряют значения требуемых параметров. Результаты измерений поступают в базу данных УЦ и наносятся на специальную карту местности, таким образом создается точечный "скелет" картограммы.

Для определения значений заданного параметра в каждой точке рабочей зоны в СУ МРТС используется двумерная интерполяция данных в узлах картограммы. Основным принцип двумерной интерполяции неупорядоченного набора данных заключается в следующем [7]. Пусть на плоскости (XOY) заданы n узловых точек с координатами (x_i, y_i) , $i = 1, 2, \dots, n$, в которых получены значения измерений заданного параметра P_i (рис. 5). Тогда значения этого параметра f_k , $k = 1, 2, \dots, m$, в каждой из m точек заданной области определяются по формуле

$$f_k = \left(\sum_{i=1}^n \frac{P_i}{((x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2)^2} \right) \left(\sum_{i=1}^n \frac{1}{((x_k - x_i)^2 + (y_k - y_i)^2)^2} \right)^{-1}$$

Очевидно, что если k -я точка совпадает с какой-либо i -й узловой точкой картограммы, то значение $f_k = P_i$.

Полученная картограмма представляет собой некую поверхность $z = f(x, y)$, которую нужно предоставить оператору в удобной для понимания форме. Наиболее простой и наглядный способ — построить двумерную цветную (градиентную) картограмму.

На рис. 6, а, приведена картограмма, отражающая реальную обстановку в рабочей зоне, а на рис. 6, б, показаны результаты построения картограммы по 100 узловым точкам, положение которых приведено на рис. 6, в.

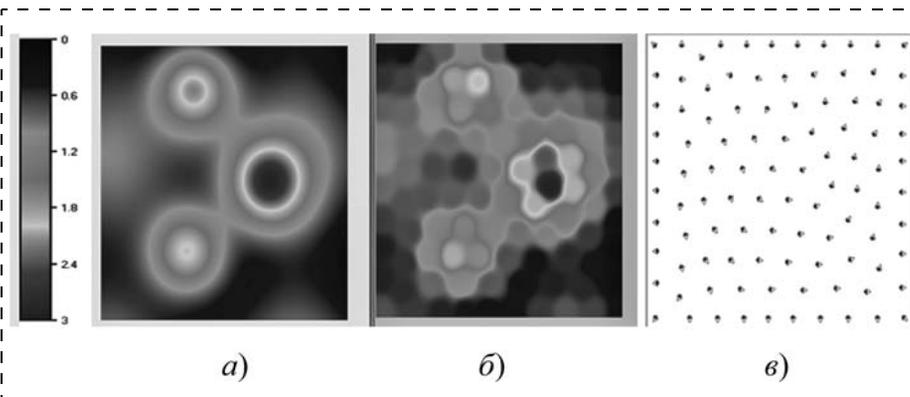


Рис. 6. Построение картограммы заражения по 100 узловым точкам

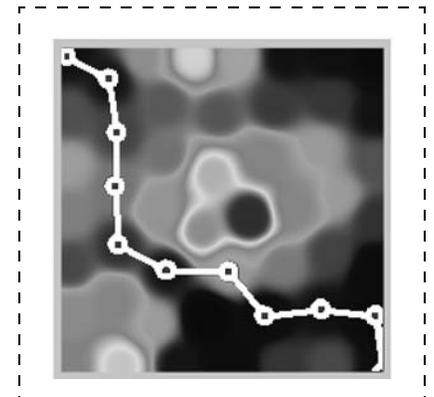


Рис. 7. Кратчайший безопасный маршрут

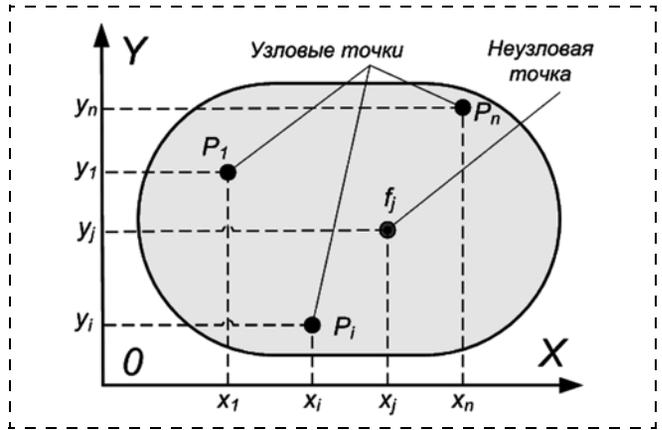


Рис. 5. Двумерная интерполяция по неупорядоченному набору данных

Полученная картограмма, помимо информации для оператора, может использоваться, например, для автоматического формирования УЦ безопасных маршрутов эвакуации людей. Алгоритм построения безопасных маршрутов с гарантированной степенью безопасности P^* , т. е. со значением заданного параметра f_k , которое не будет превышено ни в одной точке найденного маршрута, основан на алгоритме Беллмана—Форда поиска кратчайшего пути во взвешенном графе [8].

В данном случае вершины графа — это точки картограммы, в которых $f_k \leq P^*$. Матрица $\mathbf{B} = \{b_{ij}\}$ — квадратная матрица $s \times s$ (s — число вершин графа), которая характеризует возможность перемещения из одной вершины графа в другую. Элементы этой матрицы определяются следующим образом:

$$b_{ij} = \begin{cases} d_{ij}, & \text{если вершины графа } i \text{ и } j \text{ — соседние} \\ & \text{узловые точки картограммы;} \\ 0, & \text{если вершины графа } i \text{ и } j \text{ не являются} \\ & \text{соседними узловыми точками,} \end{cases}$$

где d_{ij} — расстояние между i -й и j -й узловыми точками картограммы.

На рис. 7 показан результат работы алгоритма построения кратчайшего безопасного маршрута с гарантированной степенью безопасности $P^* = 1,5$.

Экспериментальные исследования на компьютерной модели МРТС

Для проверки предложенных методов разработан программный пакет, реализующий алгоритмы централизованного и мультиагентного управления коллективом роботов (второй уровень СУ МРТС), алгоритмы формирования траекторий движения роботов (третий уровень СУ), а также методы обработки собранной роботами информации (первый уровень СУ). Структура программной модели приведена на рис. 8.

На первом этапе пользователь с помощью соответствующей панели должен задать исходные данные, которые включают размеры рабочей зоны, параметры и тип препятствий на местности, условия химического заражения — координаты очагов и мощность выброса отравляющих веществ, число используемых роботов, их энергоресурс и радиус действия. Результатом обработки исходных данных является программная модель физической карты местности с заданными препятствиями, которая отображается в анимационном окне (рис. 9); там же в произвольном порядке размещается заданное число роботов. Очаги и интенсивность химического заражения отображаются в соответствующем окне в виде картограммы. Далее оператору предоставляется возможность последовательного выбора управляющих команд и, таким образом, запуска процесса модели-

рования соответствующих режимов работы МРТС. Например, по команде "Обследование" роботы равномерно распределяются в рабочей зоне и измеряют концентрацию отравляющих веществ. Точки, в которых концентрация превышает допустимый уровень, помечаются на карте, и по результатам измерений корректируется картограмма заражения. По команде "Поиск безопасных маршрутов" в автоматическом режиме строятся маршруты эвакуации персонала, а по команде "Маркировка и нейтрализация" выполняется разбиение роботов на группы в соответствии с их специализацией. Часть роботов передвигается к очагам заражения для их нейтрализации, а другие роботы размещаются вдоль маршрутов эвакуации в качестве маркеров (на рис. 9 они снабжены флажками).

Таким образом, с помощью программной модели проверены все разработанные централизованные и мультиагентные алгоритмы управления коллективом роботов первого, второго и третьего уровней СУ МРТС.

Заключение

В статье представлены общие подходы к построению мультиагентных робототехнических систем. Предложены структура и состав системы управления МРТС, построенной по модульному принципу, что наделяет ее свойством универсальности. Рассмотренные методы и алгоритмы мультиагентного управления обеспечивают реализацию отдельных модулей системы управления, что подтверждено экспериментальными исследованиями на компьютерной модели.

Разработанная робототехническая система может применяться как в случае техногенных аварий — на химически опасных объектах, в условиях радиационного или биологического заражения (при использовании специального оборудования), так и при ликвидации последствий различных природных катастроф.

Список литературы

1. **Интеллектуальные роботы** / И. Е. Юевич и др. М.: Машиностроение, 2007. 360 с.
2. **Назарова А. В., Рыжова Т. П.** Методы и алгоритмы мультиагентного управления робототехнической системой // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Приборостроение. 2012. № 6. С. 93—105.
3. **Струнков Т.** Что такое генетические алгоритмы // PC Week RE. 1999. № 19. URL: <http://www.pcweek.ru/themes/detail.php?ID=51105> (дата обращения 10.07.2010).
4. **Jennings N., Paratin P., Jonson M.** Using Intelligent Agents to Manage Business Processes // The Practical Application of Intelligent Agents and Multi-Agent Technology. Proc. of the First Intern. Conf. London (UK), 1996. P. 345—376.
5. **Капустян С. Г.** Алгоритм коллективного улучшения плана при решении задач распределения целей в группе роботов // Штучный интеллект. 2005. № 3. С. 463—474.
6. **Даринцев О. В.** Система управления коллективом микроботов // Штучный интеллект. 2006. № 4. С. 391—399.
7. **Многомерная интерполяция** // URL: <http://www.polybook.ru/comma/1.3.3.pdf> (дата обращения 15.11.2012).
8. **Теория графов и комбинаторика** // URL: <http://www.allmath/highermath/algebra/graph/graph6.htm> (дата обращения 21.10.2011).

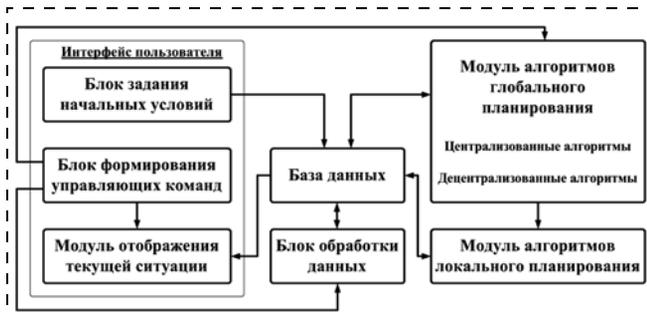


Рис. 8. Структура программной модели МРТС

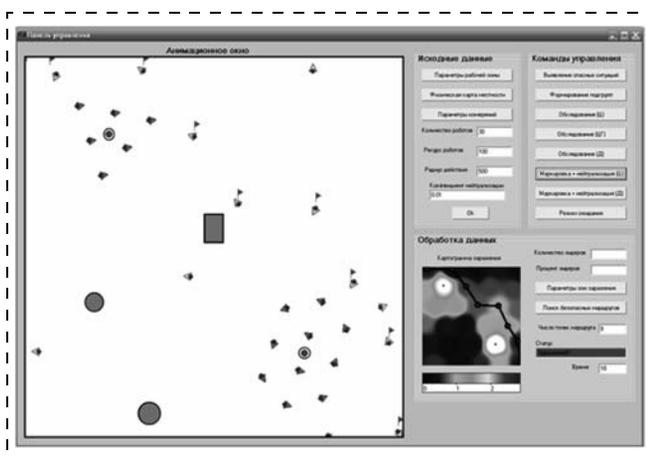


Рис. 9. Маркировка безопасных маршрутов и "нейтрализация" очагов заражения

ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах



Главный редактор:
ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Ответственный секретарь:
БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСЕЕВ В. В.
БАРАНОВ Л. А.
БЕЛОКОНОВ И. В.
БУКОВ В. Н.
ВАСИЛЬЕВ В. И.
ГОДУНОВ В. А.
ГУРЕВИЧ О. С.
ГУРСКИЙ Б. Г.
ЕФИМОВ В. В.
ЗАЙЦЕВ А. В.
КРЫЖАНОВСКИЙ Г. А.
НЕСТЕРОВ В. А.
ОХТИЛЕВ М. Ю.
ПАНКРАТОВ В. М.
РАСПОПОВ В. Я.
САБО Ю. И.
СТЕПАНОВ О. А.
СОЛДАТКИН В. М.
ФИЛИМОНОВ Н. Б.
ХИМЕНКО В. И.
ЧЕБУРАХИН И. Ф.
ШИРЯЕВ В. И.
ШКОЛИН В. П.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

Лавров А. О., Петров В. В., Федунев Б. Е.

Оперативное конструирование двумерной траектории выхода подвижного объекта в заданную точку с заданным курсом.

Часть 3. 52

Сапунков Я. Г.

Оптимальное управление космическим аппаратом с двигателем ограниченной или импульсной тяги и солнечным парусом . . . 55

Петухов Р. А., Евстифеев В. В., Палкин М. В.

Комбинированная система управления угловым движением малого космического аппарата 62

Артюшенко В. М., Кучеров Б. А.

Роль информатизации в повышении оперативности распределения средств управления космическими аппаратами. 67

А. О. Лавров¹, нач. лаб., **В. В. Петров**², аспирант, pitt.oldcastle@gmail.com,
Б. Е. Федун¹, д-р техн. наук, проф.,
¹ФГУП ГосНИИАС,

²Московский авиационный институт (национальный исследовательский институт)

Оперативное конструирование двумерной траектории выхода подвижного объекта в заданную точку с заданным курсом. Часть 3

Представлен синтез управления объектом, позволяющий объекту выйти из текущего положения в заданную точку с заданным курсом при возможном появлении зоны угроз, в которую объект не должен заходить.

Ключевые слова: траектории, обход угрозы, выход из зоны угрозы, заход на цель

A. O. Lavrov, V. V. Petrov, B. E. Fedunov

The Operative Design of the Trajectory on the Plane for the Leaving of the Object in the Given Point with the Given Course. Part 3

It is examined the problems of the construction of trajectories in the real time in the knowledge bases of some on-board operative advising expert systems.

Keywords: the base trajectory, the zone of the threats, design of the trajectories with pass-by of the zone of the threats

В части III рассматривается полная структура построения траектории подвижного объекта (ПО). Приведены результаты моделирования, показывающие различные варианты построения такой траектории.

3. Конструирование полной структуры траектории движения объекта ПО

Построение полной траектории при появлении угрозы зависит от определенных условий. В пункте 3.1 определены эти условия, а в пункте 3.2 показана полная структура алгоритма построения траектории.

3.1. Определение условий построения траектории при появлении угрозы. При оперативном появлении угрозы на борту ПО следует определить:

- а) положение угрозы относительно текущего положения объекта ПО;
- б) положение угрозы относительно базовой траектории, построенной из текущего положения объекта ПО (см. п. 2.1);
- в) результат сравнения радиуса окружности угрозы R_y с радиусом окружности разворота R_H .

Положение поступившей угрозы (x_3, z_3, R_y) относительно текущего положения объекта ПО (x_1, z_1) определяется из неравенства

$$R_y < \sqrt{(x_1 - x_3)^2 + (z_1 - z_3)^2}.$$

При выполнении этого неравенства ПО находится вне зоны угрозы, в противном случае он находится внутри или на границе зоны угрозы.

Для определения факта пересечения базовой траекторией зоны угрозы построим из текущего положения ПО базовую траекторию (рис. 1):

- определим на ОР характерную точку A — точку касания ОР общей касательной к ОР и ОЗ;
- определим угол наклона ψ_k^* этой касательной к оси OX ;
- из точки A построим левую (AC_1) и правую (AC) касательные к OY ;
- построим прямую AB , соединяющую точку A с центром OY , и найдем ее угол наклона ψ_{OY} к оси OX .

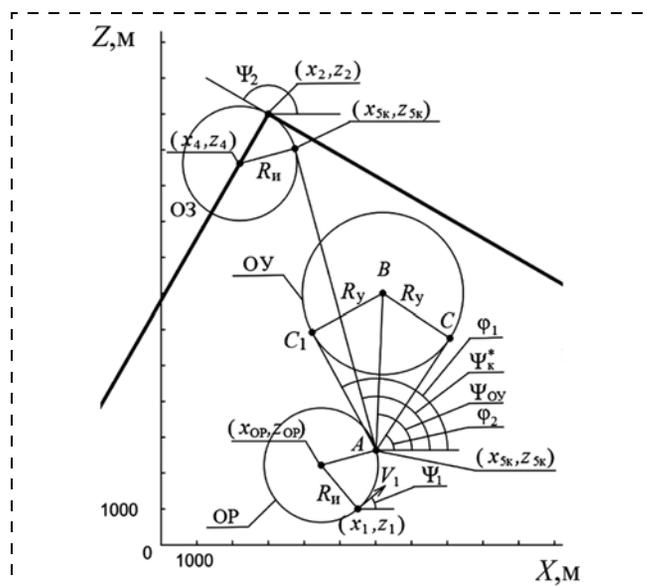


Рис. 1. Базовая траектория пересекает ОУ

Определим углы наклона касательных AC_1 и AC_2 к оси OX (рис. 1):

$\varphi_1 = \psi_{OY} + \angle CAB$ — угол наклона левой касательной к OY ;

$\varphi_2 = \psi_{OY} - \angle CAB$ — угол наклона правой касательной к OY ,

где $\psi_{OY} = \arctg\left(\frac{z_3 - z_1}{x_3 - x_1}\right)$ — угол наклона прямой,

соединяющей точку A с центром OY ; $|AB| = \sqrt{(x_3 - x_1)^2 + (z_3 - z_1)^2}$ — длина $[AB]$; $\widehat{CAB} =$

$$= \arcsin\left(\frac{R_y}{AB}\right).$$

Пересечение зоны угроз базовой траекторией устанавливается из факта выполнения неравенства: $\varphi_1 > \psi_K^* > \varphi_2$.

3.2. Алгоритм конструирования полной траектории ПО. В пунктах 2.1–2.3 были построены траектории ПО при различных расположениях оперативно поступившей угрозы относительно текущего положения ПО и его базовой траектории. В блок-схеме алгоритма конструирования полной траектории (рис. 2) использованы: блок "Базовая траектория", описанный в п. 2.1; алгоритм выхода ПО из зоны угроз, описанный в п. 2.3; алгоритмы обхода

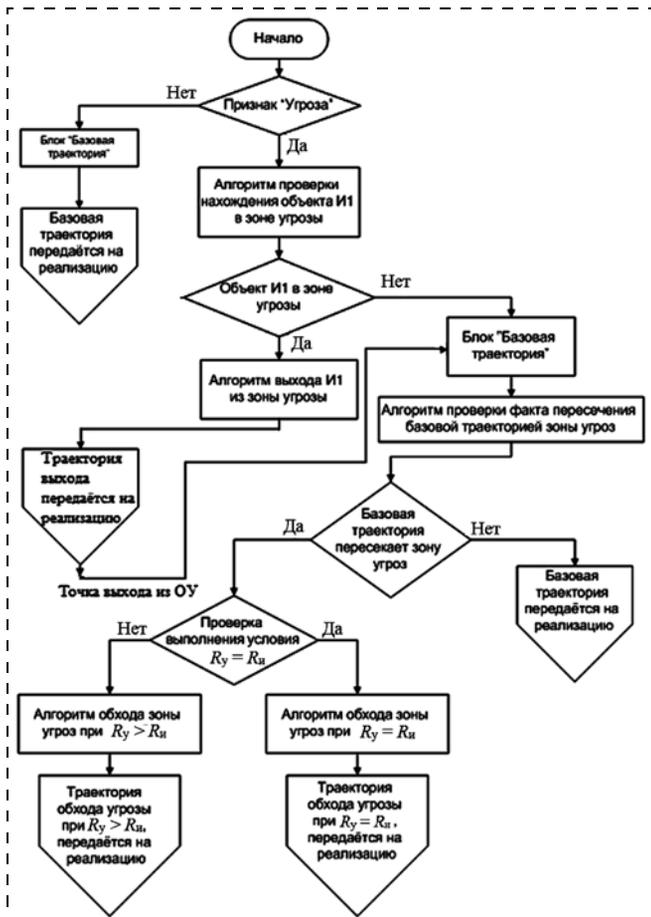


Рис. 2. Блок-схема алгоритма конструирования полной траектории ПО при возможном оперативном появлении зоны угроз

зоны угроз при $R_y = R_и$ и $R_y > R_и$, описанные в п. 2.2. Условия подключения блока "Базовая траектория" и упомянутых алгоритмов обсуждались в пп. 2.1; 2.2 и 2.3 и вносятся в блок-схему рис. 2 без комментариев. Новым является необходимость проверки (при выходе ПО из зоны угроз) условия пересечения базовой траектории, построенной из точки выхода ПО из зоны угроз, с этой зоной угроз.

4. Примеры построения траекторий

А. Угрозы нет. Базовая траектория.

Исходные данные: текущее положение ПО (3000 м; 1000 м); конечная точка траектории (7000 м; 12 000 м); $V_1 = 250$ м/с; $\psi_2 = 140^\circ$; $\psi_1 = 160^\circ$; $|n_{доп}| = 4$; $R_и = 1594$ м. Угроза отсутствует.

Полученная траектория показана на рис. 3. Характеристики ее характерных точек приведены в табл. 1, а характеристики участков траектории даны в табл. 2.

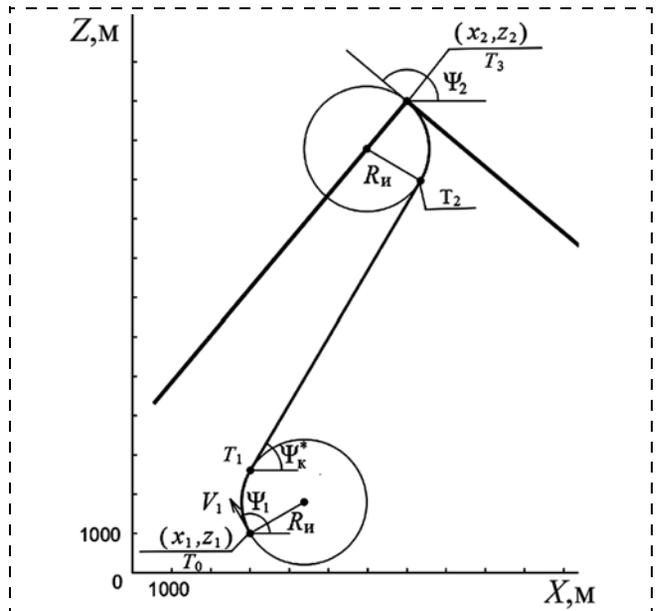


Рис. 3. Траектория по п. 2.1

Таблица 1
Координаты характерных точек траектории, показанной на рис. 3

Характерные точки на траектории рис. 3	Координаты характерных точек
T_0 — текущее положение ПО	(3000; 1000)
T_1 — точка касания ОР	(3024; 2636)
T_2 — точка касания ОЗ	(7330; 9938)
T_3 — конечная (цель)	(7000; 12 000)

Таблица 2
Характеристики участков траектории, показанной на рис. 3

Участок	Длина участка	Управление на участке
T_0 — T_1 : дуга ОР	1718 м	$n_r = -4$
T_1 — T_2 : отрезок касательной к ОР и ОЗ	8477 м	$n_r = 0$
T_2 — T_3 : дуга ОУ	2276 м	$n_r = 4$

Общая длина траектории: 12 471 м.

Б. Оперативно поступила угроза. Объект ПО вне зоны угрозы. Траектория с участком обхода зоны угроз.

Исходные данные: текущее положение ПО (3000 м; 1000 м); конечная точка траектории (7000 м; 12 000 м); $V_1 = 250$ м/с; $\psi_2 = 140^\circ$; $\psi_1 = 160^\circ$; $|n_{доп}| = 4$; $R_{и} = 1594$ м. Угроза: $x_3 = 2500$ м; $z_3 = 6500$ м; $R_y = 3000$ м; $R_y > R_{и}$. Объект ПО вне зоны угроз:

$$3000 < \sqrt{(3000 - 2500)^2 + (1000 - 6500)^2}.$$

Полученная траектория с участком обхода зоны угроз с приближением $N = 2$ показана на рис. 4.

Таблица 3

Координаты характерных точек траектории, показанной на рис. 4

Характерные точки на траектории рис. 4	Координаты характерных точек
T_0 — текущее положение ПО	(2000, 1000)
T_1 — точка касания начальной ОР	(1822, 2839)
T_2 — точка касания ОУ	(2456, 5429)
T_3 — точка касания первой ОР	(2560, 5497)
T_4 — точка касания первой ОР	(2765, 5996)
T_5 — точка касания ОУ	(2802, 6056)
T_6 — точка касания второй ОР	(2838, 6115)
T_7 — точка касания второй ОР	(3196, 6518)
T_8 — точка касания ОУ	(3251, 6562)
T_9 — точка касания ОЗ	(6970, 9532)
T_{10} — конечная точка (цель)	(7000, 12 000)

Таблица 4

Характеристики участков траектории на рис. 4

Участок	Длина участка	Управление на участке
T_0-T_1 : дуга начальной ОР	1180 м	$n_r = -4$
T_1-T_2 : отрезок общей касательной к начальной ОР и ОУ	3369 м	$n_r = 0$
T_2-T_3 : отрезок общей касательной к ОР и ОУ	71 м	$n_r = 0$
T_3-T_4 : дуга первой ОР	541 м	$n_r = -4$
T_4-T_5 : отрезок общей касательной к первой ОР и ОУ	71 м	$n_r = 0$
T_5-T_6 : отрезок общей касательной ко второй ОР и ОУ	71 м	$n_r = 0$
T_6-T_7 : дуга второй ОР	541 м	$n_r = -4$
T_7-T_8 : отрезок общей касательной ко второй ОР и ОУ	71 м	$n_r = 0$
T_8-T_9 : отрезок общей касательной к ОУ и ОЗ	4758 м	$n_r = 0$
T_9-T_{10} : дуга ОЗ	2822 м	$n_r = 4$

Таблица 5

Координаты характерных точек траектории, показанной на рис. 5

Характерные точки на траектории рис. 5	Координаты характерных точек
T_0 — текущее положение ПО	(3000; 1000)
T_1 — точка касания ОР радиуса ОУ	(2924; 2448)
T_2 — точка выхода ПО из зоны угроз	(3317; 3325)
T_3 — точка касания второй ОР и ОЗ	(3425; 3526)
T_4 — точка касания ОЗ	(7321; 9924)
T_5 — конечная точка (цель)	(7000; 12 000)

Координаты ее характерных точек приведены в табл. 3, а характеристики участков траектории даны в табл. 4.

В. Оперативное поступление угрозы. Объект ПО в зоне угрозы. Траектория максимально быстрого выхода ПО из зоны угрозы.

Исходные данные: текущее положение ПО (3000 м; 1000 м); конечная точка траектории (7000 м; 12 000 м); $V_1 = 250$ м/с; $\psi_2 = 140^\circ$; $\psi_1 = 160^\circ$; $|n_{доп}| = 4$; $R_{и} = 1594$ м. Угроза: $x_3 = 2500$ м; $z_3 = 1500$ м; $R_y = 2000$ м. Объект ПО находится в зоне угроз:

$$2000 > \sqrt{(3000 - 2500)^2 + (1000 - 1500)^2}.$$

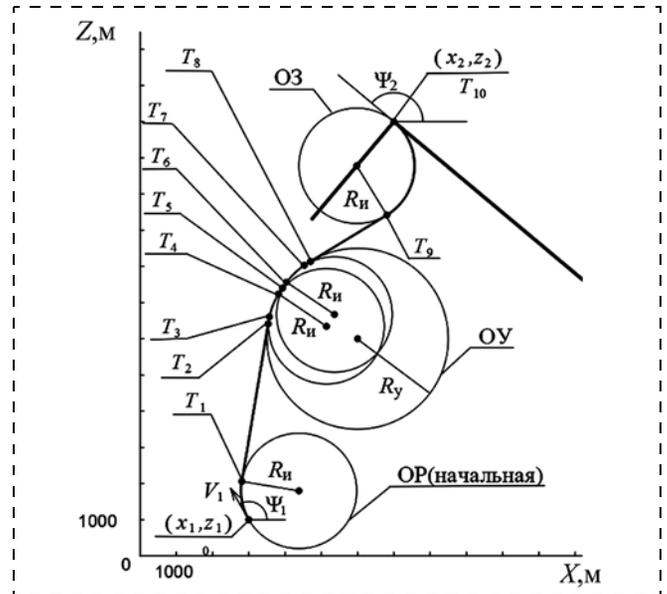


Рис. 4. Траектория с обходом угроз при $R_y > R_{и}$

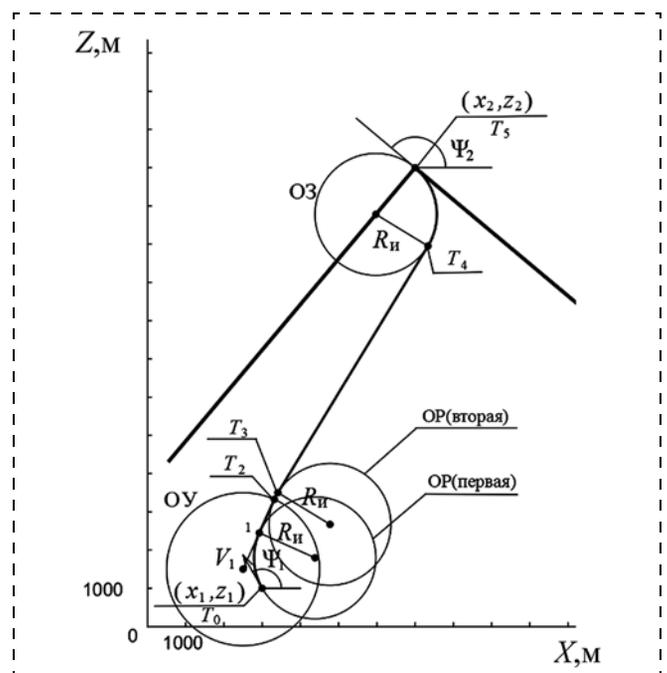


Рис. 5. Траектория с выходом ПО из зоны угрозы (по п. 2.3)

Характеристики участков траектории, показанной на рис. 5

Участок	Длина участка	Управление на участке
T_0-T_1 : дуга ОР	1506 м	$n_r = -4$
T_1-T_2 : отрезок продолжения касательной к ОР из центра ОУ до границы ОУ	960 м	$n_r = 0$
T_2-T_3 : дуга ОР	227 м	$n_r = -4$
T_3-T_4 : отрезок касательной к ОР и ОЗ	7490 м	$n_r = 0$
T_4-T_5 : дуга ОЗ	2293 м	$n_r = 4$

Полученная траектория с участком выхода ПО из зоны угроз, состоящим из ОР (дуга, соединяющая точки T_0 и T_1) и участка прямой (отрезок T_1-T_2), показана на рис. 5. Координаты ее характерных точек приведены в табл. 5, а характеристики участков траектории даны в табл. 6.

Заключение

В части III сконструирован алгоритм построения полной траектории движения объекта ПО в зависимости от характеристик оперативно поступившей угрозы. Приведены результаты моделирования этого алгоритма.

Сконструированный для работы в реальном времени алгоритм построения траектории движения объекта ПО из произвольного его положения в заданную точку с выходом на нее с заданным курсом позволяет: а) при отсутствии угрозы оперативно строить базовую траекторию минимальной протяженности; б) при оперативно появившейся угрозе, зону которой пересекает базовая траектория (для случая $R_y \geq R_{и}$), обходить ее по траектории минимальной протяженности с заданным приближением к окружности угроз; в) строить траекторию максимально быстрого выхода из зоны угрозы (если текущее положение ПО попало в ее зону), сопряженную с последующей траекторией а) или б).

Список литературы

1. Федун Б. Е. Макромодель пилотируемых летательных аппаратов для разработки алгоритмов бортового интеллекта // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 3. Приложение "Управление и информатика в авиакосмических системах". С. 13–16.
2. Алексин Д. В., Якименко О. А. Синтез алгоритма оптимизации траектории полета по маршруту прямым вариационным методом // Изв. РАН, ТиСУ. 1999. № 4. С. 150–167.
3. Воронов Е. М., Карпунин А. А. Обеспечение траекторной безопасности в задаче облета динамической круговой зоны // Наука и образование. 2011. № 12.
4. Выгодский М. Я. Справочник по высшей математике. М.: Физматлит, 1962.

УДК 629.78

Я. Г. Сапунков, канд. физ.-мат. наук, доц., iptmuran@san.ru,
Институт проблем точной механики и управления РАН, г. Саратов

Оптимальное управление космическим аппаратом с двигателем ограниченной или импульсной тяги и солнечным парусом

С использованием KS -переменных с помощью принципа максимума Понтрягина решена пространственная задача оптимального управления о встрече двух космических аппаратов, один из которых — неуправляемый, движущийся только под действием силы притяжения к Солнцу, второй аппарат управляется с помощью солнечного паруса и двигателя ограниченной или импульсной тяги. Функционал, определяющий качество процесса управления, представляет собой линейную комбинацию с весовыми множителями двух критериев: времени и интегральной суммы импульсов, затраченных на процесс управления.

Ключевые слова: оптимальное управление, комбинированный функционал качества, космический аппарат, ограниченная и импульсная тяга, солнечный парус, мягкая и жесткая встреча, переменные Кустанхаймо—Штифеля

Ya. G. Sapunkov

Optimal Control of a Spacecraft with Engine of Limited or Pulse Thrust and Solar Sail

With the use of KS -variables the problem of optimal control of meeting of two spacecrafts, one of which is uncontrolled and moves only under the force of gravity to the Sun, the second spacecraft is controlled by a solar sail and engine of limited or pulse thrust is solved with the help of the Pontryagin maximum principle. The functional defining quality of control process is a linear combination with weight factors of two criteria: the time and the integrated sum of quantities of pulses spent on the control process.

Keywords: optimal control, combined functional of quality, spacecraft, limited and pulse thrust, solar sail, soft and hard meeting, Kustanheimo—Stiefel's variables

Введение

Практика полетов космических аппаратов (КА) ставит перед теорией оптимизации задачи определения траекторий, требующих минимальных затрат ресурсов и времени. Сложность решение таких задач связана с нелинейностью дифференциальных уравнений, описывающих движение КА. В работе [1] для упрощения решения задач небесной механики предложены KS-переменные (переменные Кустаанхеймо—Штифеля), в которых происходит линеаризация уравнений движения КА на пассивных этапах. Задачи оптимального управления длительными полетами КА с использованием солнечного паруса рассматривались в работах многих авторов [4].

В данной работе в KS-переменных решается задача оптимального управления встречей КА, снабженного комбинацией двигателя ограниченной или импульсной тяги и солнечного паруса, с другим аппаратом, совершающим пассивный полет по орбите. С помощью принципа максимума Понтрягина решение задачи оптимального управления сведено к решению краевой задачи для системы дифференциальных уравнений по определению фазовых и сопряженных переменных. Построено несколько первых интегралов, которые можно использовать для переноса части краевых условий с правого конца на левый конец траектории и для контроля точности вычислений при численном решении задачи. В случае импульсной тяги часть фазовых и сопряженных переменных испытывают скачок под действием импульса. Использование KS-переменных улучшает сходимость итерационного процесса решения краевой задачи. Приводятся результаты численного решения задачи для различных значений максимальной ограниченной тяги двигателя и для случая импульсного двигателя.

1. Постановка задачи

KS-переменные $\mathbf{u} = (u_0, u_1, u_2, u_3)$, $\mathbf{s} = (s_0, s_1, s_2, s_3)$ связаны с векторами положения центра масс КА \mathbf{r} и его скорости \mathbf{v} соотношениями [1–3]

$$\mathbf{r} = \mathbf{P}^T(\mathbf{u})\mathbf{u}; \mathbf{v} = \frac{2}{r} \mathbf{P}^T(\mathbf{u})\mathbf{s}; r = |\mathbf{r}| = u^2, \quad (1.1)$$

где $\mathbf{P}^T(\mathbf{u})$ — матрица, транспонированная к матрице

$$\mathbf{P}(\mathbf{u}) = \begin{pmatrix} u_0 & -u_3 & u_2 \\ u_1 & u_2 & u_3 \\ -u_2 & u_1 & u_0 \\ -u_3 & -u_0 & u_1 \end{pmatrix}. \quad (1.2)$$

Переменная h определяет полную энергию единицы массы КА

$$h = \frac{v^2}{2} - \frac{\gamma M}{r}, \quad (1.3)$$

где M — масса притягивающего центра, γ — гравитационная постоянная; $v = |\mathbf{v}|$.

Переменная τ , функциями которой являются KS-переменные \mathbf{u} , \mathbf{s} , h , связана со временем t соотношением

$$\frac{dt}{d\tau} = u^2. \quad (1.4)$$

Тяга \mathbf{p}_{sol} солнечного паруса, отнесенная к единице массы КА, определяется по формуле, в которой \mathbf{n} — единичный вектор нормали к плоскости паруса, обращенной от Солнца; θ — угол между векторами \mathbf{r} и \mathbf{n} ; d — коэффициент, характеризующий площадь паруса, отнесенную к единице массы аппарата [4]:

$$\mathbf{p}_{sol} = d \frac{\cos^2 \theta}{r^2} \mathbf{n} = d(\mathbf{u}^2)^{-4} (\mathbf{P}^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n})^2 \mathbf{n}. \quad (1.5)$$

Вначале рассматривается движение КА с солнечным парусом и двигателем ограниченной тяги, а затем будет сделан предельный переход к импульсному двигателю. Вектор тяги двигателя, отнесенный к единице массы КА, обозначается \mathbf{p} , и на него наложено ограничение

$$|\mathbf{p}| \leq p_{\max}. \quad (1.6)$$

Если R обозначить характерный масштаб длины, например, радиус орбиты Земли, на которой находится управляемый аппарат в начальный момент времени, то связь между размерными и безразмерными переменными, которые обозначаются верхним индексом "*", будет определяться следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= R^{1/2} \mathbf{u}^*; \mathbf{s} = (\gamma M)^{1/2} \mathbf{s}^*; h = \frac{\gamma M}{R} h^*; \tau = \left(\frac{R}{\gamma M}\right)^{1/2} \tau^*; \\ t &= R \left(\frac{R}{\gamma M}\right)^{1/2} t^*; d = \gamma M d^*; \mathbf{r} = R \mathbf{r}^*; \mathbf{v} = \left(\frac{\gamma M}{R}\right)^{1/2} \mathbf{v}^*; \\ \mathbf{p} &= \frac{\gamma M}{R^2} \mathbf{p}^*, p_{\max} = \frac{\gamma M}{R^2} p_{\max}^*. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Безразмерные величины d^* и p_{\max}^* определяют отношения максимальных значений тяги солнечного паруса и тяги двигателя к силе притяжения аппарата к центру на орбите Земли радиуса R . Далее будут использоваться только безразмерные величины и верхний индекс "*" над ними опускается. Движение неуправляемого аппарата, который движется только под действием силы притяжения к центру, в безразмерных KS-переменных определяется через переменную τ_a и векторные элементы орбиты $\mathbf{C} = (C_0, C_1, C_2, C_3)$ и $\mathbf{D} = (D_0, D_1, D_2, D_3)$ соотношениями

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_a &= \mathbf{C} \cos(k\tau_a) + \mathbf{D} \sin(k\tau_a); \\ \mathbf{s}_a &= k(\mathbf{D} \cos(k\tau_a) - \mathbf{C} \sin(k\tau_a)); \\ k &= \left(-\frac{1}{2} h_a\right)^{1/2}; h_a = -(C^2 + D^2)^{-1} < 0; t = \int_{\tau_{an}}^{\tau_a} (\mathbf{u}_a)^2 d\tau_a; \\ \tau_a &\geq \tau_{an}; \mathbf{C} = \text{const}; \mathbf{D} = \text{const}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Уравнения движения управляемого КА, в которых единичный вектор нормали \mathbf{n} и вектор тяги \mathbf{p} являются управляющими параметрами, с учетом τ_a в безразмерных KS-переменных можно записать в следующем виде [1–3]:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{u}}{d\tau} &= \mathbf{s}, \\ \frac{d\mathbf{s}}{d\tau} &= \frac{1}{2}h\mathbf{u} + \frac{1}{2}d(u^2)^{-3}(P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n})^2P(\mathbf{u})\mathbf{n} + \frac{1}{2}u^2P(\mathbf{u})\mathbf{p}, \\ \frac{dh}{d\tau} &= 2d(\mathbf{s}, P(\mathbf{u})\mathbf{n})(u^2)^{-4}(P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n})^2 + 2(\mathbf{s}, P(\mathbf{u})\mathbf{p}), \\ \frac{d\tau_a}{d\tau} &= \frac{u^2}{u_a^2(\tau_a)}. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Последнее уравнение системы (1.9) связывает между собой переменные τ и τ_a , которые являются переменными фиктивного времени для управляемого и неуправляемого аппаратов соответственно. Ограничение (1.6) на вектор тяги \mathbf{p} при переходе к безразмерным переменным сохраняет свой вид.

В безразмерных KS-переменных качество процесса управления определяется функционалом с весовыми множителями $\alpha_0 \geq 0$, $\alpha_1 \geq 0$

$$I = \int_0^{t_k} (\alpha_0 + \alpha_1|\mathbf{p}|)dt = \int_0^{\tau_k} (\alpha_0 + \alpha_1|\mathbf{p}|)u^2d\tau. \quad (1.10)$$

Функционал (1.10) представляет собой свертку с весовыми множителями двух критериев: времени и суммарного импульса тяги, затраченных на процесс управления.

Требуется найти оптимальное управление космическим аппаратом с солнечным парусом и тягой двигателя, удовлетворяющей ограничению (1.6), которое обеспечивает перевод КА из начального состояния до мягкой или жесткой встречи в зависимости от варианта задачи с неуправляемым аппаратом и сообщает минимальное значение функционалу (1.10).

Для системы (1.9) известны первые интегралы [1]

$$\begin{aligned} l(\mathbf{u}, \mathbf{s}) &= u_0s_1 - u_1s_0 + u_2s_3 - u_3s_2 = 0; \\ hu^2 - 2s^2 + 1 &= 0. \end{aligned} \quad (1.11)$$

Начальное состояние управляемого аппарата и начальное значение τ_a при $\tau = 0$ определяются соотношениями

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_H, \mathbf{s} = \mathbf{s}_H, h = h_H, \tau_a = \tau_{aH}. \quad (1.12)$$

В конечный "момент времени" $\tau = \tau_k$, который заранее не задается, управляемая система (1.9) в пространстве $(\mathbf{u}, \mathbf{s}, h, \tau_a)$ в случае мягкой встречи, когда в момент встречи аппаратов совпадают их положения и скорости, должна находиться на многообразии

$$\begin{aligned} P^T(\mathbf{u}(\tau_k))\mathbf{u}(\tau_k) &= P^T(\mathbf{u}_a(\tau_a(\tau_k)))\mathbf{u}_a(\tau_a(\tau_k)), \\ P^T(\mathbf{u}(\tau_k))\mathbf{s}(\tau_k) &= P^T(\mathbf{u}_a(\tau_a(\tau_k)))\mathbf{s}_a(\tau_a(\tau_k)), \end{aligned} \quad (1.13)$$

а в случае жесткой встречи, когда в момент встречи аппаратов совпадают только их положения, — на многообразии

$$P^T(\mathbf{u}(\tau_k))\mathbf{u}(\tau_k) = P^T(\mathbf{u}_a(\tau_a(\tau_k)))\mathbf{u}_a(\tau_a(\tau_k)). \quad (1.14)$$

Таким образом, требуется найти оптимальное управление солнечным парусом и тягой двигателя с учетом ограничения (1.6), которое переводит управляемую систему (1.9) из начального состояния (1.12) на многообразии (1.13) или (1.14) в зависимости от варианта задачи (мягкая или жесткая встреча) и сообщает минимальное значение функционалу (1.10).

2. Решение задачи с помощью принципа максимума Понтрягина

Функция Гамильтона—Понтрягина для управляемой системы (1.9) с учетом функционала (1.10) имеет вид

$$\begin{aligned} H &= -(\alpha_0 + \alpha_1|\mathbf{p}|)u^2 + (\boldsymbol{\mu}, \mathbf{s}) + \frac{1}{2}h(\mathbf{v}, \mathbf{u}) + \\ &+ du^{-8}(P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n})^2(\mathbf{q}, P(\mathbf{u})\mathbf{n}) + (\mathbf{q}, P(\mathbf{u})\mathbf{p}) + \vartheta \frac{u^2}{(u_a(\tau_a))^2}, \\ \mathbf{q} &= \frac{u^2}{2}\mathbf{v} + 2\eta\mathbf{s}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Сопряженные переменные $\boldsymbol{\mu} = (\mu_0, \mu_1, \mu_2, \mu_3)$, $\mathbf{v} = (v_0, v_1, v_2, v_3)$, η , ϑ , соответствующие фазовым переменным $\mathbf{u}, \mathbf{s}, h, \tau_a$, удовлетворяют системе уравнений

$$\begin{aligned} \frac{d\boldsymbol{\mu}}{d\tau} &= 2(\alpha_0 + \alpha_1|\mathbf{p}|)\mathbf{u} - \frac{h}{2}\mathbf{v} - d \left\{ -\frac{8}{u^2}(P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n}) \times \right. \\ &\times (\mathbf{q}, P(\mathbf{u})\mathbf{n})\mathbf{u} + 4(\mathbf{q}, P(\mathbf{u})\mathbf{n})P(\mathbf{u})\mathbf{n} + (P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n}) \times \\ &\times [(\mathbf{v}, P(\mathbf{u})\mathbf{n})\mathbf{u} + P(\mathbf{q})\mathbf{n}] \left. \right\} (P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n})u^{-8} - \\ &- (\mathbf{v}, P(\mathbf{u})\mathbf{p})\mathbf{u} - P(\mathbf{q})\mathbf{p} - 2\vartheta \frac{\mathbf{u}}{(u_a(\tau_a))^2}; \\ \frac{d\mathbf{v}}{d\tau} &= -\boldsymbol{\mu} - 2\eta d(P^T(\mathbf{u})\mathbf{u}, \mathbf{n})^2u^{-8}P(\mathbf{u})\mathbf{n} - 2\eta P(\mathbf{u})\mathbf{p}; \\ \frac{d\eta}{d\tau} &= -\frac{1}{2}(\mathbf{v}, \mathbf{u}), \quad \frac{d\vartheta}{d\tau} = 2\vartheta u^2 \frac{(\mathbf{u}_a, \mathbf{s}_a)}{u_a^4}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Из последнего уравнения системы (2.2) следует, что

$$\vartheta = Q(u_a(\tau_a))^2, \quad (2.3)$$

где Q — произвольная константа.

Согласно условию максимума для функции Гамильтона—Понтрягина оптимальное управление

для единичного вектора нормали \mathbf{n} к плоскости солнечного паруса определяется по формуле

$$\mathbf{n} = z \frac{\mathbf{r}}{r} + b^{-1} \left(z - \frac{2}{3z} \right) \frac{\mathbf{R}_1}{r};$$

$$\mathbf{R}_1 = P^T(\mathbf{u})\mathbf{q} - b\mathbf{r}; \quad b = \frac{(P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}, \mathbf{r})}{r^2};$$

$$z = \left[\frac{1}{6} (4 - a^2 + a\sqrt{8 + a^2}) \right]^{1/2}; \quad a = b \frac{r}{|P^T(\mathbf{u}), \mathbf{q}|}, \quad (2.4)$$

а для ограниченной тяги оптимальное управление определяется по формуле

$$\begin{aligned} \mathbf{p}_{opt} &= 0, \text{ если } |P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}| \leq \alpha_1 u^2; \\ \mathbf{p}_{opt} &= \frac{P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}}{|P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}|} p_{\max}, \text{ если } |P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}| > \alpha_1 u^2. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Из соотношений (2.5) видно, что управление двигателем малой тяги состоит из нескольких этапов, на которых двигатель выключен или вырабатывает максимальную тягу.

На правом подвижном конце траектории при $\tau = \tau_k$ должны выполняться условия трансверсальности. В случае мягкой встречи они имеют вид

$$\begin{aligned} l(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}) + l(\mathbf{v}, \mathbf{s}) &= 0; \quad l(\mathbf{v}, \mathbf{u}) = 0; \quad \eta = 0; \\ \vartheta + (\mathbf{s}, \boldsymbol{\mu}) + \frac{1}{2} h(\mathbf{u}, \mathbf{v}) &= 0, \end{aligned} \quad (2.6)$$

а в случае жесткой встречи

$$\begin{aligned} l(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}) &= 0; \quad \mathbf{v} = 0; \quad \eta = 0; \\ \vartheta + (\mathbf{u})^{-2} (P^T(\mathbf{u})\boldsymbol{\mu}, P^T(\mathbf{u}_a(\tau_a))\mathbf{s}_a(\tau_a)) &= 0. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Соотношения (2.6) и (2.7) получены соответственно из (1.13) и (1.14) методом неопределенных множителей Лагранжа с последующим исключением множителей Лагранжа.

Кроме того, так как τ_k заранее не задается, то для оптимального процесса при $\tau = \tau_k$ должно выполняться условие для функции Гамильтона—Понтрягина

$$H_{opt}|_{\tau_k} = 0. \quad (2.8)$$

В случае задачи о выводе КА на орбиту величина $\tau_{ан}$ заранее не задается, по этой причине левый конец траектории для управляемой системы (1.9) оказывается подвижным, и на нем при $\tau = 0$ должно выполняться условие трансверсальности $\vartheta = 0$. В этом случае из (2.3) следует, что $\vartheta \equiv 0$.

Принцип максимума сводит решение задачи оптимального управления к решению краевой задачи для системы дифференциальных уравнений по определению фазовых и сопряженных переменных. В случае мягкой встречи необходимо решать краевую задачу для системы дифференциальных уравнений (1.9), (2.2), в которых управляющие параметры \mathbf{n} и \mathbf{p} определяются согласно (2.4) и (2.5),

с начальными условиями (1.12) при $\tau = 0$ и граничными условиями (1.13), (2.6), (2.8) при $\tau = \tau_k$, или с граничными условиями (1.14), (2.7), (2.8) при $\tau = \tau_k$ — в случае жесткой встречи. В случае задачи об оптимальном управлении выводом КА на заданную орбиту необходимо решать краевую задачу для той же системы уравнений с начальными условиями (1.12) при $\tau = 0$, в которых условие для τ_a заменено условием трансверсальности $\vartheta = 0$ при $\tau = 0$, и граничными условиями (1.13), (2.6), (2.8) при $\tau = \tau_k$.

3. Первые интегралы

Кроме билинейной формы $l(\mathbf{a}, \mathbf{b})$, которая определена в (1.11), введем билинейные формы следующих видов:

$$\begin{aligned} l_1(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= a_0 b_2 - a_2 b_0 + a_1 b_3 - a_3 b_1; \\ l_2(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= a_0 b_3 - a_3 b_0 + a_2 b_1 - a_1 b_2; \\ l_3(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= a_0 b_1 - a_1 b_0 - a_2 b_3 + a_3 b_2. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Система уравнений (1.9), (2.2), в которых управляющие параметры определяются согласно (2.4) и (2.5), кроме первых интегралов (1.11) имеет также следующие интегралы:

$$\begin{aligned} l(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}) + l(\mathbf{v}, \mathbf{s}) &= 0; \quad l_i(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}) + l_i(\mathbf{v}, \mathbf{s}) = c_i = \text{const}, \\ i &= 1, 2, 3; \\ \frac{\vartheta}{(\mathbf{u}_a(\tau_a))^2} &= Q = \text{const}; \quad H_{opt}(\tau) \equiv 0. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Из (2.6), (2.7) и (3.2) следует, что первое условие трансверсальности из (2.6) и первое условие из (2.7) можно заменить условием

$$l(\boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}) + l(\mathbf{v}, \mathbf{s}) = 0 \quad (3.3)$$

при $\tau = 0$, т. е. перенести это условие с правого конца траектории на левый конец. Аналогично условие (2.8) можно перенести на левый конец траектории.

4. Решение импульсной задачи оптимального управления

При неограниченном возрастании p_{\max} решение рассмотренной выше задачи будет стремиться к решению задачи об оптимальном управлении движением КА с импульсной тягой [3]. Если K_i обозначить безразмерную величину импульса тяги, отнесенного к единице массы КА, то она будет связана с размерной величиной изменения вектора скорости $|\Delta \mathbf{v}_i|$ под действием импульса соотношением

$$|\Delta \mathbf{v}_i| = (\gamma MR^{-1})^{1/2} K_i.$$

Для импульсной задачи в безразмерных переменных аналогом функционала (1.10) будет функционал

$$I = \alpha_0 t_k + \alpha_1 \sum_{i=1}^n K_i,$$

где t_k — время процесса управления, n — число импульсов. Величины t_k , n заранее не задаются. Мо-

мент фиктивного времени сообщения импульса тяги в KS-переменных τ_i , согласно (2.5), определяется из условия

$$|P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}| = \alpha_1 u^2,$$

которое можно привести к виду

$$q^2 - \frac{1}{4} u^2 (l(\mathbf{u}, \mathbf{v}))^2 - \alpha_1^2 u^2 = 0. \quad (4.1)$$

Направление вектора тяги в момент сообщения импульса совпадает с направлением вектора $P^T(\mathbf{u})\mathbf{q}$.

Из уравнений систем (1.9), (2.2) следует, что при предельном переходе к импульсной тяге в момент сообщения импульса переменные \mathbf{u} , τ_a , η , ϑ , \mathbf{q} , $l(\mathbf{v}, \mathbf{u})$ остаются непрерывными, а переменные \mathbf{s} , h , $\boldsymbol{\mu}$, \mathbf{v} , (\mathbf{s}, \mathbf{q}) , (\mathbf{v}, \mathbf{q}) испытывают скачок. Обозначим $\Delta\mathbf{s}$, Δh , $\Delta\boldsymbol{\mu}$, $\Delta\mathbf{v}$ изменение соответственно переменных \mathbf{s} , h , $\boldsymbol{\mu}$, \mathbf{v} при сообщении импульса K_i . Вычисляя интегралы от правых частей уравнений систем (1.9) и (2.2) на промежутке действия тяги и выполняя предельный переход к импульсной тяге, получим

$$\begin{aligned} \Delta\mathbf{s} &= \frac{1}{2\alpha_1} \left[\mathbf{q} - \frac{1}{2} l(\mathbf{v}, \mathbf{u})\mathbf{u}^d \right] K_i; \quad \Delta h = 2 \frac{(\mathbf{s}, \mathbf{q})}{\alpha_1 u^2} K_i + \frac{1}{2} K_i^2; \\ \Delta\boldsymbol{\mu} &= \frac{1}{\alpha_1 u^2} \left\{ \left[\frac{q^2}{u^2} - (\mathbf{v}, \mathbf{q}) + \alpha_1 \eta K_i \right] \mathbf{u} - \frac{1}{2} l(\mathbf{v}, \mathbf{u})\mathbf{q}^d \right\} K_i; \\ \Delta\mathbf{v} &= -2 \frac{\eta}{\alpha_1 u^2} \left[\mathbf{q} - \frac{1}{2} l(\mathbf{v}, \mathbf{u})\mathbf{u}^d \right] K_i. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Векторы \mathbf{u}^d , \mathbf{q}^d ортогональны соответственно к \mathbf{u} , \mathbf{q} и выражаются через них по формулам

$$\mathbf{u}^d = (u_1, -u_0, u_3, -u_2); \quad \mathbf{q}^d = (q_1, -q_0, q_3, -q_2).$$

Значения всех величин в правых частях соотношений (4.2) вычисляются непосредственно перед сообщением импульса. Из условия, что для оптимального процесса $H_{opt} = 0$, следует, что во все время движения, исключая моменты сообщения импульса тяги, выполняется соотношение

$$(-\alpha_1 + Q)\mathbf{u}^2 + (\boldsymbol{\mu}, \mathbf{s}) + \frac{1}{2} h(\mathbf{v}, \mathbf{u}) \equiv 0. \quad (4.3)$$

Если момент сообщения импульса не совпадает с начальным или конечным моментом времени, то перед моментом сообщения импульса, кроме (4.1), должно выполняться соотношение

$$\begin{aligned} &\frac{q^2}{u^2} (\mathbf{u}, \mathbf{s}) + \frac{u^2}{2} l(\mathbf{v}, \mathbf{u})l(\mathbf{v}, \mathbf{s}) + \\ &+ \left(\mathbf{q}, \left[\frac{1}{2} u^2 \boldsymbol{\mu} + (\mathbf{v}, \mathbf{u})\mathbf{s} - (\mathbf{u}, \mathbf{s})\mathbf{v} - \eta h \mathbf{u} \right] \right) = 0. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Между двумя последовательными моментами сообщения импульса, т. е. на участках движения КА только под действием солнечного паруса, фа-

зовые и сопряженные переменные определяются интегрированием систем уравнений (1.9) и (2.2), в которых вектор тяги двигателя $\mathbf{p} = 0$.

Первые интегралы, полученные ранее для случая ограниченной тяги, имеют место и для импульсной тяги.

Полученные выше соотношения позволяют свести решение задачи оптимального управления с импульсной тягой к решению краевой задачи.

Рассмотрим сначала задачу о мягкой встрече в случае, когда импульсы сообщаются только в начальный и конечный моменты времени. В этой задаче неизвестными являются значения сопряженных переменных $\boldsymbol{\mu}$, \mathbf{v} , η при $\tau = 0$, величины Q , τ_k и значения импульсов K_H и K_K , т. е. имеются две векторные и пять скалярных неизвестных величин. В скалярной форме всего 13 неизвестных. Для определения этих величин имеются следующие условия: граничные условия (1.13), условия трансверсальности (2.6), условие (2.8) при $\tau = 0$ и $\tau = \tau_k$, условие (4.3), которое можно выполнить при любом $\tau \in (0, \tau_k)$. Всего получается в скалярной форме 13 условий.

Если решение задачи оптимального управления содержит импульсы во внутренних точках, то для определения "момента" сообщения импульса τ_i и значения предыдущего импульса служат условия (4.1) и (4.4).

При решении задачи о выводе КА на орбиту является новая неизвестная величина $\tau_{ан}$, а $Q = 0$ согласно условию трансверсальности.

При решении задачи о жесткой встрече из числа неизвестных исключается импульс в конечный момент времени K_K и опускается условие (4.1) при $\tau = \tau_k$, а условия (1.13) и (2.6) заменяются условиями (1.14) и (2.7) при $\tau = \tau_k$.

5. Примеры численного решения задачи

Для численного решения краевой задачи, к которой принцип максимума Понтрягина сводит решение поставленной задачи оптимального управления, используется комбинация методов Ньютона и градиентного спуска. Система дифференциальных уравнений для определения фазовых и сопряженных переменных интегрируется методом Рунге—Кутты четвертого порядка точности. Использование KS-переменных приводит к улучшению сходимости итерационного процесса при решении краевой задачи оптимального управления. Это связано с тем, что при малой тяге нелинейные слагаемые в системе дифференциальных уравнений (1.9), (2.2) оказываются малыми величинами.

Ниже приводятся результаты численного решения двух задач оптимального управления о мягкой встрече управляемого и неуправляемого космических аппаратов.

В первой задаче рассмотрен случай, когда управляемый аппарат движется под действием солнечного паруса и двигателя с ограниченной тягой.

Рассмотрено несколько вариантов для максимального значения тяги. Расчеты показали, что оптимальное управление движением управляемого аппарата состоит из трех этапов: на первом и третьем этапах аппарат движется под действием солнечного паруса и тяги двигателя, при этом значение тяги постоянное и равно максимальному значению, но тяга изменяет с течением времени свое направление согласно (2.5). На втором этапе аппарат движется только под действием солнечного паруса. Начальному моменту времени соответствует $t = 0$.

В декартовой системе координат $Ox_1x_2x_3$, начало которой находится в центре Солнца, а плоскость Ox_1x_2 совпадает с плоскостью орбиты Земли, в начальный момент времени в безразмерных переменных положение и скорость управляемого аппарата, который находится на орбите Земли, определяются координатами

$$\begin{aligned} x_1 &= 1,0, x_2 = 0,0, x_3 = 0,0, \\ v_1 &= 0,0, v_2 = 1,0, v_3 = 0,0. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Неуправляемый аппарат находится вблизи орбиты Марса. Плоскость орбиты неуправляемого аппарата наклонена к координатной плоскости Ox_1x_2 . В начальный момент времени элонгация между положениями неуправляемого и управляемого аппаратов определяется углом $\varphi_0 = 60^\circ$. Положение и скорость неуправляемого аппарата в начальный момент времени в безразмерных переменных, векторы **C**, **D**, входящие в закон движения в KS-переменных для неуправляемого аппарата, определяются координатами

$$\begin{aligned} x_1 &= 0,7600, x_2 = 1,3164, x_3 = 0,0500, \\ v_1 &= -0,7019, v_2 = 0,4052, v_3 = -0,0267, \\ C_0 &= 0,0, C_1 = 1,0679, C_2 = 0,6163, C_3 = 0,0234, \\ D_0 &= -0,03196, D_1 = -0,6171, \\ D_2 &= 1,0671, D_3 = -0,01484. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Значения величин h_a , k , $\tau_{ан}$, входящих в (1.8), которые описывают движение неуправляемого аппарата, определяются соотношениями

$$h_a = -0,3288, k = 0,4054, \tau_{ан} = 0,0. \quad (5.3)$$

Безразмерный множитель, характеризующий тягу солнечного паруса, $d = 0,1$, весовые множители в функционале (1.10) $\alpha_0 = 1,0$, $\alpha_1 = 0,75$.

В таблице приводятся результаты расчетов для случаев, когда p_{\max} принимает значения 0,5; 1,0; 5,0; 10,0; 50,0. В первой строке таблицы приводятся максимальные безразмерные значения тяги двигателя, во второй — четвертой строках приведены значения безразмерных координат места встречи аппаратов. В пятой — седьмой строках приведены значения безразмерных координат вектора скорости аппаратов в момент мягкой встречи. В восьмой строке приводится в безразмерных переменных момент окончания работы двигателя на первом этапе, в девятой строке — момент включения двигателя на третьем этапе, в десятой строке — момент мягкой

встречи аппаратов. В одиннадцатой и двенадцатой строках приводятся в безразмерных переменных значения интегралов от модуля тяги, т. е. интегральные значения импульсов тяги, на первом и третьем этапах соответственно:

$$\begin{aligned} imp_1 &= \int_0^{t_{p1}} |p| dt = p_{\max} t_{p1}, \\ imp_3 &= \int_{t_{p2}}^{t_k} |p| dt = p_{\max} (t_k - t_{p2}). \end{aligned} \quad (5.4)$$

В последней строке таблицы приводятся значения функционала (1.10). Заметим, что в безразмерных переменных земному году соответствует 2π .

Из анализа данных, приведенных в таблице, видно, что с увеличением максимального значения тяги: 1) уменьшается общее время, затраченное на процесс управления; 2) уменьшаются длительности первого и третьего этапов управления, на которых тяга двигателя максимальна; 3) увеличиваются интегральные импульсы тяги на этих этапах; 4) увеличивается длительность второго этапа управления, на котором управляемый аппарат движется только под действием солнечного паруса; 5) уменьшается значение функционала, определяющего качество процесса, обеспечивающего мягкую встречу.

Во второй задаче рассматривалась задача о мягкой встрече космического аппарата, движущегося под действием импульсного двигателя и солнечного паруса, с неуправляемым аппаратом при тех же начальных условиях и весовых множителях в функционале качества процесса управления, что и в первой задаче. В оптимальном управлении импульсный двигатель включался в начале и в конце процесса управления, обеспечивающего мягкую встречу аппаратов.

Характеристики движения	Вектор тяги, отнесенный к единице массы КА, p_{\max}				
	0,5	1,0	5,0	10,0	50,0
$x_1(t_k)$	-1,1916	-0,9190	-0,5211	-0,4515	-0,3914
$x_2(t_k)$	0,9414	1,2095	1,4274	1,4510	1,4684
$x_3(t_k)$	-0,0422	-0,0267	-0,0062	-0,0028	0,0001
$v_1(t_k)$	-0,05021	-0,6451	-0,7613	-0,7739	-0,7831
$v_2(t_k)$	-0,6371	-0,4914	-0,2787	-0,2415	-0,2094
$v_3(t_k)$	-0,0302	-0,0349	-0,0376	-0,0377	-0,0377
t_{p1}	0,6055	0,3931	0,1057	0,0554	0,0115
t_{p2}	1,6693	1,5863	1,4849	1,4682	1,4540
t_k	2,6726	2,1998	1,6383	1,5476	1,4703
imp_1	0,3028	0,3931	0,5286	0,5535	0,5752
imp_3	0,5016	0,6135	0,7668	0,7936	0,8170
I	3,2759	2,9548	2,6098	2,5579	2,5145

Безразмерные координаты первого импульса, который осуществлялся при $t = 0$, и его значение определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} K_{H1} &= -0,4247, K_{H2} = 0,3965, \\ K_{H3} &= 0,0021, K_H = 0,5810. \end{aligned} \quad (5.5)$$

В результате сообщения первого импульса безразмерные координаты вектора скорости управляемого аппарата принимают значения

$$v_1 = -0,4247, v_2 = 1,3965, v_3 = 0,0021. \quad (5.6)$$

Далее до момента $t_k = 1,4502$ управляемый аппарат движется под действием солнечного паруса, в момент подлета к неуправляемому аппарату его положение и скорость в безразмерных координатах определяются соотношениями

$$\begin{aligned} x_1 &= -0,3756, x_2 = 1,4725, x_3 = 0,0009, \\ v_1 &= -1,1077, v_2 = 1,5555, v_3 = -0,0008. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Безразмерные координаты второго импульса, который осуществляется в этот момент времени, и его значение определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} K_{k1} &= 0,3224, K_{k2} = -0,7564, K_{k3} = -0,0369, \\ K_k &= 0,8231. \end{aligned} \quad (5.8)$$

В результате сообщения второго импульса безразмерные координаты вектора скорости управляемого аппарата принимают значения, совпадающие с координатами скорости неуправляемого аппарата:

$$v_1 = -0,7853, v_2 = -0,2009, v_3 = -0,0377. \quad (5.9)$$

Функционал качества процесса управления, обеспечивающего мягкую встречу двух аппаратов, равен $I = 2,5031$.

Из сравнения результатов решений первой и второй задач видно, что с увеличением максимальной тяги: 1) координаты положения и скорости аппаратов в момент мягкой встречи; 2) общие длительности процессов управления; 3) функционалы качества процесса управления, которые получены для решения первой задачи, когда управляемый аппарат движется под действием солнечного паруса и двигателя с ограниченной тягой, приближаются к соответствующим величинам, которые получены для решения второй задачи, когда управляемый аппарат движется под действием солнечного паруса и импульсного двигателя. Величины imp_1 и imp_3 , определяющие интегральные значения безразмер-

ных импульсов тяги, на первом и третьем этапах соответственно для решения первой задачи, при увеличении p_{max} приближаются к величинам K_H и K_K , определяющим безразмерные величины импульсов в начальный и конечный момент времени для решения второй задачи.

Заключение

С использованием KS-переменных решена пространственная задача оптимального управления движением космического аппарата, который управляется с помощью солнечного паруса и двигателя ограниченной тяги или импульсного двигателя. Качество процесса управления определяется комбинацией двух критериев: времени и интегральной суммы импульсов, затраченных на процесс управления. Решение задачи оптимального управления с помощью принципа максимума Понтрягина сведено к решению краевой задачи для системы дифференциальных уравнений по определению фазовых и сопряженных переменных. Построено несколько первых интегралов, которые можно использовать для переноса части краевых условий с правого конца на левый конец траектории и для контроля точности вычислений при численном решении задачи. В случае импульсной тяги часть фазовых и сопряженных переменных испытывают скачок под действием импульса. Приводятся результаты численного решения задачи для различных значений максимальной ограниченной тяги двигателя и для случая импульсного двигателя.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 12-01-00165).

Список литературы

1. Штифель Е., Шейфеле Г. Линейная и регулярная небесная механика. М.: Наука, 1975. 304 с.
2. Сапунков Я. Г. Применение KS-переменных к задаче оптимального управления космическим аппаратом // Космические исследования, 1996. Т. 34. Вып. 4. С. 428–433.
3. Сапунков Я. Г. Решение задач оптимального управления космическим аппаратом с ограниченной и импульсной тягой в KS-переменных // Мехатроника, автоматизация, управление. № 3. 2010. С. 73–78.
4. Поляхова Е. Н. Космический полет с солнечным парусом: проблемы и перспективы. М.: Наука, 1986.
5. Сапунков Я. Г. Оптимальное управление движением космического аппарата с комбинированной тягой // Математика. Механика. Сборник науч. тр. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та. 2009. Вып. 11. С. 129–132.

Р. А. Петухов, зам. начальника отдела, ОАО "ВПК "НПО машиностроения", Roman_MAD@mail.ru,
В. В. Евстифеев, канд. техн. наук, доц., МГТУ им. Н. Э. Баумана,
М. В. Палкин, канд. техн. наук, помощник Генерального директора, mpalkin@km.ru,
 "ВПК "НПО машиностроения", Реутов

Комбинированная система управления угловым движением малого космического аппарата

Обсуждается новый подход к построению систем управления угловым движением малых космических аппаратов, осуществляющих угловую ориентацию в орбитальной системе координат, который основан на комбинации пассивной и активной подсистем (на базе гравитационного стабилизатора и микрореактивных двигателей). Предложены математические модели и методики расчета указанных комбинированных систем, а также способы успокоения, ориентации и стабилизации космических аппаратов, использующих такие системы. Проведено компьютерное моделирование комбинированной системы управления угловым движением КА массой 10 кг.

Ключевые слова: космический аппарат, система управления, стабилизация, ориентация, микроэлектромеханические системы, микрореактивные двигатели, гравитация, динамика, наноспутник

R. A. Petukhov, V. V. Evstifeev, M. V. Palkin

The Small Spacecraft'S Combined Angular Motion Control System

A new approach for building angular motion control systems (based on a combination of gravity stabilizer and micro-jet thrusters) for small spacecrafts, carrying angular orientation in an orbital coordinate system, is discussed. The mathematical models and calculation methods for specified combined systems have been proposed, as well as the ways of sedation, orientation and stabilization of spacecrafts using such systems. The computer simulation of combined angular motion control system for spacecraft (having mass 10 kg) was carried out.

Keywords: space craft, control system, stabilization, orientation, micro-electro-mechanical systems, micro-jet thrusters, gravitation, dynamics, nanosatellite

Введение

В последние годы значительное внимание уделяется малым космическим аппаратам (КА) массой до 10 кг — так называемым наноспутникам [1]. При этом проявляется интерес к специфическим особенностям таких аппаратов: от рационального управления угловым движением до группового координированного полета КА.

Перспективы применения наноспутников весьма обширны:

- обработка новых космических технологий;
- оперативное дистанционное зондирование Земли;
- метео- и геологический мониторинг;
- связь и коммуникации (в том числе высокоширотные);
- использование целевой группы взаимодействующих аппаратов (так называемого роя);
- проведение отдельных научных и технических экспериментов;
- исследование новейших материалов и электронных элементов в условиях реального космического полета и др.

Для решения большинства целевых задач необходимо осуществлять долговременную устойчивую ориентацию и стабилизацию спутника, а также обеспечить его предварительное успокоение после отделения от ракеты-носителя или разгонного блока. Методы стабилизации КА можно разделить на [2]:

1) пассивные, использующие гравитационные силы, аэродинамические силы, стабилизацию вращением, стабилизацию давлением солнечных лучей;

2) активные, использующие реактивные двигатели, двигатели-маховики, моментные магнитоприводы;

3) комбинированные (активно-пассивные), использующие различные комбинации активных и пассивных систем.

Обзор современной технической литературы [1, 3, 4] показывает, что в разработке и создании малых и сверхмалых КА активно продвигаются вперед европейские страны, США, Япония, Канада и др. При этом системы ориентации и стабилизации малых и сверхмалых зарубежных аппаратов являются преимущественно активными, использующими, как правило, моментные магнитоприводы. Применяются также двигатели-маховики и миниатюрные реактивные двигатели.

Предлагаемая комбинированная система предварительного успокоения, ориентации и стабилизации КА [5] не имеет прямых аналогов в классе наноразмерных аппаратов и предназначена для применения на перспективных образцах наноспутников. Система представляет собой комбинацию пассивной (в виде гравитационного стабилизатора (ГС)) и активной (в виде блоков микрореактивных двигателей (МРД)) подсистем. Следует отметить, что в настоящее время МРД [1, 6] считают наиболее инновационными разработками в области двигательных микроэлектромеханических систем (МЭМС, MEMS — Microelectromechanical systems [7]) космического назначения.

Преимущества предлагаемой комбинированной системы заключаются в малых массо- и энергозатратах при процессах успокоения, ориентации и стабилизации КА, длительном времени ее штатной работы (за счет пассивной подсистемы), эффективности применения МРД (активной подсистемы) именно для наноразмерных КА, малой стоимости и повышенной надежности относительно традиционных технических решений.

Особенности управления угловым движением КА

Принципиальная схема варианта КА, оснащенного предложенной комбинированной системой [5], представлена на рис. 1.

На рис. 2 показана функциональная схема системы управления (СУ) угловым движением КА.

Поскольку предложенная активно-пассивная система предварительного успокоения, ориентации и стабилизации КА предназначена для ориентирования аппарата в орбитальной системе координат (СК), то при угловом движении КА рассматривается угловое положение связанной СК относительно орбитальной СК. Ориентация связанных осей $Oxuz$ относительно орбитальных $Ox_0y_0z_0$ задается тремя конечными поворотами в последовательности: тан-

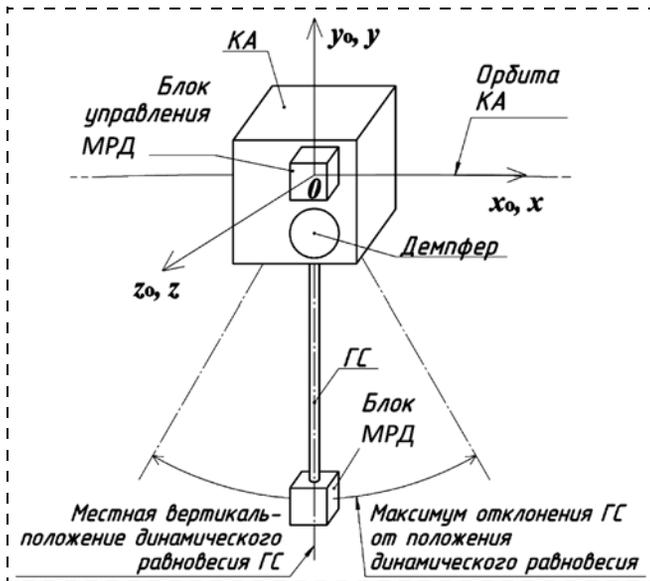


Рис. 1. Принципиальная схема КА

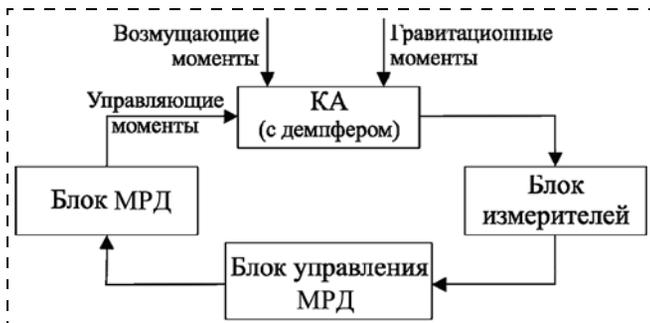


Рис. 2. Функциональная схема СУ угловым движением КА

гаж ϑ (вокруг оси Oz), курс ψ (вокруг оси Oy), крен γ (вокруг оси Ox).

После отделения КА от последней ступени ракеты-носителя выполняется операция его успокоения. В данном случае осуществляется разворачивание ГС — при этом увеличиваются значения инерционных параметров и, соответственно, уменьшается значение приобретенной вследствие разделения КА и ракеты-носителя угловой скорости (закрутки) КА. Диссипирующие свойства демпфера обеспечивают последующее рассеяние энергии углового движения аппарата. Однако при отсутствии "внешнего трения" этот процесс, во-первых, чрезвычайно растянут во времени, во-вторых, обладает свойством самоподдерживаться вследствие непрерывного изменения направления вектора местной вертикали при орбитальном движении КА.

Применение предлагаемой системы предварительного успокоения, ориентации и стабилизации позволяет КА осуществлять успокоение посредством одиночного или залпового включения МРД (в зависимости от располагаемой тяги единичного МРД и потребного для успокоения КА силового импульса), размещаемого в блоке на дальнем относительно центра масс (ЦМ) КА конце гравитационного стабилизатора (см. рис. 1). Вектор тяги каждого МРД перпендикулярен продольной оси ГС (из условия максимизации момента силы). При этом включение МРД осуществляется в момент пересечения дальним относительно центра масс КА концом ГС с блоком МРД местной вертикали, что обеспечивает рациональное проведение данной операции с точки зрения расхода рабочего тела, точности регулирования и времени успокоения КА.

Число МРД, необходимых для процесса успокоения КА, можно рассчитать по следующим формулам:

$$N_{\gamma} = \frac{J_x \omega_x^*}{l_{\text{МРД}} p_{\text{МРД}}}; \quad N_{\psi} = \frac{J_y \omega_y^*}{l_{\text{МРД}}^{\psi} p_{\text{МРД}}};$$

$$N_{\vartheta} = \frac{J_z (\omega_z^* + \omega_{\text{орб}}^*)}{l_{\text{МРД}} p_{\text{МРД}}}, \quad (1)$$

где N_{γ} , N_{ψ} , N_{ϑ} — рассчитанное в блоке управления МРД число задействуемых реактивных двигателей по каналам крена, курса и тангажа соответственно; J_x , J_y , J_z — главные моменты инерции КА (с развернутым ГС); ω_x^* , ω_y^* , ω_z^* — угловые скорости, измеряемые бортовыми датчиками, в том числе разработанными по технологиям МЭМС [1, 7]; $l_{\text{МРД}}$ — плечо силы тяги МРД по каналам тангажа и крена; $l_{\text{МРД}}^{\psi}$ — плечо силы тяги МРД по каналу курса; $p_{\text{МРД}}$ — импульс единичного МРД; $\omega_{\text{орб}}^*$ — орбитальная угловая скорость КА.

Аналогично решается задача поддержания заданного положения главной оси инерции КА в пространстве — его требуемая стабилизация. За счет использования МРД существенно уменьшается амплитуда либрационных угловых колебаний и увеличивается быстрдействие системы стабилизации.

При этом, как правило, задействуется меньшее число МРД (поскольку обычно ниже, чем при успокоении КА, уровень возмущений). Число задействуемых на процесс стабилизации МРД по каналам крена, курса и тангажа соответственно рассчитывается по следующим формулам:

$$N_\gamma = \frac{J_x(\omega_x^* - \omega_x^{\text{ТР}})}{l_{\text{МРД}} \rho_{\text{МРД}}}; N_\psi = \frac{J_y(\omega_y^* - \omega_y^{\text{ТР}})}{l_{\text{МРД}}^\psi \rho_{\text{МРД}}};$$

$$N_\vartheta = \frac{J_z(\omega_z^* - \omega_z^{\text{ТР}})}{l_{\text{МРД}} \rho_{\text{МРД}}}, \quad (2)$$

где $\omega_x^{\text{ТР}}$, $\omega_y^{\text{ТР}}$, $\omega_z^{\text{ТР}}$ — требуемые значения проекций угловой скорости КА на оси связанной системы координат.

Формулы (1) являются частным случаем формул (2) при условии, что $\omega_x^{\text{ТР}} = 0$, $\omega_y^{\text{ТР}} = 0$, $\omega_z^{\text{ТР}} = -\omega_{\text{орб}}^*$.

При осуществлении операции ориентации (переориентации) КА включение МРД осуществляется в момент максимума отклонения продольной оси ГС от положения ее динамического равновесия, совпадающего с местной вертикалью. В этом случае главная ось инерции КА переводится из одного гравитационно-устойчивого положения в другое гравитационно-устойчивое положение. Это необходимо, например, при перенацеливании бортовой аппаратуры или в случае нештатной ориентации КА после отделения от ракеты-носителя. При этом при пересечении ГС нового положения равновесия для гашения угловой скорости КА и его успокоения необходимо выдать "тормозящий" импульс МРД в направлении, противоположном первоначальному импульсу.

В зависимости от того, по какому из каналов (крена или тангажа) отклонение ГС от положения динамического равновесия является максимальным, задействуются те или иные МРД. Канал курса не задействуется.

Для переворота по каналу тангажа

$$N_\vartheta = \frac{J_z \left[\sqrt{\frac{3\mu}{2r^3} \frac{(J_x - J_y)}{J_z} (1 + \cos 2\vartheta^*)} + \omega_{\text{орб}}^* \right]}{l_{\text{МРД}} \rho_{\text{МРД}}}; \quad (3)$$

для переворота по каналу крена

$$N_\gamma = \frac{\sqrt{\frac{3\mu}{2r^3} J_x (J_z - J_y) (1 + \cos 2\gamma^*)}}{l_{\text{МРД}} \rho_{\text{МРД}}}, \quad (4)$$

где μ — гравитационный параметр планеты; r — радиус-вектор центра масс КА; γ^* , ϑ^* — углы, измеряемые бортовыми датчиками, в том числе разработанными по технологии МЭМС [1, 7].

В момент прохождения ГС нового гравитационно-устойчивого положения необходимо успокоить КА, выдав импульс МРД против угловой скорости аппарата. Число задействованных при этом МРД рассчитывается по формулам (1).

Несмотря на выбор канала управления (по которому осуществляется переориентация) по критерию максимального отклонения ГС от положения динамического равновесия, может получиться так, что число задействуемых МРД окажется больше, чем при выполнении переориентации КА по другому каналу. Поэтому для окончательного выбора канала, по которому будет осуществляться операция переориентации, служит следующий критерий:

$$J_{\gamma, \vartheta} = \min\{N_\gamma, N_\vartheta\},$$

где N_ϑ и N_γ вычисляются по формулам (3) и (4) соответственно.

Для конкретного КА и конкретной программы его полета рассчитывается некоторое оптимальное число МРД, что позволяет реализовать — как в штатных, так и в нештатных ситуациях — проведение серии активных манипуляций относительно центра масс космического аппарата.

Математическая модель комбинированной системы

Из условия, что время переходных процессов при угловых движениях КА значительно (на многие порядки) превышает время выдачи импульса МРД, примем силу тяги и импульс единичного МРД соответственно равными

$$\begin{cases} F_{\text{МРД}}(t) = F_{\text{МРД}}[1(t - t_{\text{вкл}}) - 1(t - t_{\text{вкл}} - t_{\text{раб}})]; \\ p_{\text{МРД}} = \int_{t_{\text{вкл}}}^{t_{\text{выкл}}} F_{\text{МРД}}(t) dt = F_{\text{МРД}} t_{\text{раб}}, \end{cases}$$

где $F_{\text{МРД}} = \text{const}$ — уровень тяги единичного МРД; $t_{\text{вкл}}$ — момент включения МРД; $t_{\text{выкл}}$ — момент выключения МРД; $t_{\text{раб}} = t_{\text{выкл}} - t_{\text{вкл}}$ — время работы МРД; $1(t - \tau)$ — единичная функция.

Проекции моментов МРД на оси связанной СК представляются в следующем виде:

$$\begin{cases} (M_{\text{МРД}})_x = -l_{\text{МРД}} F_{\text{МРД}} N_\gamma [1(t - t_{\text{вкл}}^\gamma) - 1(t - t_{\text{вкл}}^\gamma - t_{\text{раб}})]; \\ (M_{\text{МРД}})_y = -l_{\text{МРД}}^\psi F_{\text{МРД}} N_\psi [1(t - t_{\text{вкл}}^\psi) - 1(t - t_{\text{вкл}}^\psi - t_{\text{раб}})]; \\ (M_{\text{МРД}})_z = -l_{\text{МРД}} F_{\text{МРД}} N_\vartheta [1(t - t_{\text{вкл}}^\vartheta) - 1(t - t_{\text{вкл}}^\vartheta - t_{\text{раб}})], \end{cases} \quad (5)$$

где $t_{\text{вкл}}^\gamma$, $t_{\text{вкл}}^\psi$, $t_{\text{вкл}}^\vartheta$ — рассчитанные в блоке управления МРД моменты времени включения реактивных двигателей по каждому из каналов.

Для малых КА, использующих предложенную комбинированную систему (на базе ГС и МРД) и осуществляющих угловую ориентацию в орбитальной системе координат, разработана нелинейная математическая модель углового и орбитального движения, учитывающая воздействия от гравита-

ционного момента, от демпфирующего устройства, от моментов МРД и движение КА по орбите.

Введем следующую замену переменных:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vartheta = X_1, \dot{\vartheta} = \dot{X}_1 = X_2, \ddot{\vartheta} = \dot{X}_2; \\ \psi = X_3, \dot{\psi} = \dot{X}_3 = X_4, \ddot{\psi} = \dot{X}_4; \\ \gamma = X_5, \dot{\gamma} = \dot{X}_5 = X_6, \ddot{\gamma} = \dot{X}_6; \\ E = X_7, \dot{E} = \dot{X}_7 = X_8, \ddot{E} = \dot{X}_8; \\ t_{\text{вкл}}^{\vartheta} = U_1, N_{\vartheta} = U_2, t_{\text{вкл}}^{\psi} = U_3; \\ N_{\psi} = U_4, t_{\text{вкл}}^{\gamma} = U_5, N_{\gamma} = U_6, \end{array} \right. \quad (6)$$

где $X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7, X_8$ — параметры состояния динамической системы; $U_1, U_2, U_3, U_4, U_5, U_6$ — параметры управления; E — угол истинной аномалии.

Путем замены переменных (6) полученная математическая модель приводится к виду в форме Коши, имеющей 8-й порядок:

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}, t), \quad (7)$$

где $\mathbf{X}(t)$ — вектор параметров состояния динамической системы; \mathbf{U} — вектор параметров управления; $\mathbf{f}(\cdot)$ — вектор-функция нелинейного преобразования.

Выражения проекций моментов МРД на оси связанной СК (5) примут следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} (M_{\text{МРД}})_x = -I_{\text{МРД}} F_{\text{МРД}} U_6 [1(t - U_5) - 1(t - U_5 - t_{\text{раб}})]; \\ (M_{\text{МРД}})_y = -I_{\text{МРД}}^{\psi} F_{\text{МРД}} U_4 [1(t - U_3) - 1(t - U_3 - t_{\text{раб}})]; \\ (M_{\text{МРД}})_z = -I_{\text{МРД}} F_{\text{МРД}} U_2 [1(t - U_1) - 1(t - U_1 - t_{\text{раб}})]. \end{array} \right.$$

Выражения для проекций гравитационных моментов на оси связанной СК имеют следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} (M_{\text{Грав}})_x = -3 \frac{\mu}{p^3} (1 + e \cos X_7)^3 (J_y - J_z) (\cos X_5 \cos X_1 + \sin X_5 \sin X_3 \sin X_1) (\cos X_5 \sin X_3 \sin X_1 - \sin X_5 \cos X_1); \\ (M_{\text{Грав}})_y = -3 \frac{\mu}{p^3} (1 + e \cos X_7)^3 (J_z - J_x) \times \\ \times (\cos X_5 \sin X_3 \sin X_1 - \sin X_5 \cos X_1) \sin X_1 \cos X_3; \\ (M_{\text{Грав}})_z = -3 \frac{\mu}{p^3} (1 + e \cos X_7)^3 (J_x - J_y) \times \\ \times (\cos X_5 \cos X_1 + \sin X_5 \sin X_3 \sin X_1) \sin X_1 \cos X_3, \end{array} \right.$$

где p — фокальный параметр орбиты; e — эксцентриситет орбиты.

Выражения для проекций демпфирующих моментов (в случае демпфера вязкого трения) на оси связанной СК имеют следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} (M_{\text{демппф}})_x = -c[X_6 - (X_2 - X_8) \sin X_3]; \\ (M_{\text{демппф}})_y = -c[X_4 \cos X_5 + (X_2 - X_8) \sin X_5 \cos X_3]; \\ (M_{\text{демппф}})_z = -c[(X_2 - X_8) \cos X_5 \cos X_3 - X_4 \sin X_5], \end{array} \right.$$

где c — коэффициент вязкости демпфера.

Уравнения орбитального движения КА:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X}_8 = -2 \frac{\sqrt{\mu}}{p^{3/2}} e \sin X_7 (1 + e \cos X_7) X_8; \\ r = \frac{p}{1 + e \cos E}. \end{array} \right.$$

В качестве примера одного из выражений системы уравнений (7) приведем выражение, соответствующее \dot{X}_2 :

$$\begin{aligned} \dot{X}_2 = & -3 \frac{\mu}{p^3} (1 + e \cos X_7)^3 \sin X_1 \times \\ & \times \left[\frac{J_z - J_x}{J_y} (\cos X_5 \sin X_3 \sin X_1 - \sin X_5 \cos X_1) \sin X_5 + \right. \\ & \left. + \frac{J_x - J_y}{J_z} (\cos X_5 \cos X_1 + \sin X_5 \sin X_3 \sin X_1) \cos X_5 \right] - \\ & - \frac{c}{\cos X_3} \left[\frac{\sin X_5}{J_y} (X_4 \cos X_5 + (X_2 - X_8) \sin X_5 \cos X_3) + \right. \\ & \left. + \frac{\cos X_5}{J_z} ((X_2 - X_8) \cos X_5 \cos X_3 - X_4 \sin X_5) \right] - \\ & - \frac{F_{\text{МРД}}}{\cos X_3} \left[\frac{I_{\text{МРД}}^{\psi} \sin X_5}{J_y} U_4 (1(t - U_3) - 1(t - U_3 - t_{\text{раб}})) + \right. \\ & \left. + \frac{I_{\text{МРД}} \cos X_5}{J_z} U_2 (1(t - U_1) - 1(t - U_1 - t_{\text{раб}})) \right] - \\ & - \frac{(X_6 - (X_2 - X_8) \sin X_3)}{\cos X_3} \left[\frac{J_x - J_z}{J_y} \sin X_5 ((X_2 - X_8) \times \right. \\ & \times \cos X_5 \cos X_3 - X_4 \sin X_5) + \frac{J_y - J_x}{J_z} \cos X_5 \times \\ & \times (X_4 \cos X_5 + (X_2 - X_8) \sin X_5 \cos X_3) \left. \right] - 2 \frac{\sqrt{\mu}}{p^{3/2}} e \sin X_7 \times \\ & \times (1 + e \cos X_7) X_8 + \frac{X_4}{\cos X_3} (X_6 + (X_2 - X_8) \sin X_3). \end{aligned}$$

Остальные выражения в системе уравнений (7) обладают схожей с выражением для \dot{X}_2 структурой, поэтому здесь не приводятся.

Компьютерное моделирование комбинированной системы

На основе разработанной математической модели восьмого порядка (7) создана компьютерная программа, позволяющая осуществлять моделирование нелинейной системы при различных начальных условиях, характеристиках КА и параметрах управления.

В качестве примера проведем моделирование процессов успокоения, ориентации и стабилизации для типового наноразмерного аппарата, имеющего массу 10 кг, длину ГС 4 м и движущегося по круговой орбите вокруг Земли на высоте

1000 км. Параметры единичного МРД были приняты следующими: импульс $p_{\text{МРД}} = 0,1 \text{ мН} \cdot \text{с}$; время работы $t_{\text{раб}} = 1 \text{ мс}$; тяга $F_{\text{МРД}} = 0,1 \text{ Н}$. Габаритный размер единичного МРД $\sim 1 \text{ мм}^2$.

В ходе моделирования были выявлены особенности управления угловым движением КА.

При моделировании процесса предварительного успокоения было установлено, что за счет развертывания ГС длиной $\sim 4 \text{ м}$ требования к угловой скорости КА после отделения от ракеты-носителя не являются жесткими и могут варьироваться в широких пределах (вплоть до $270 \text{ }^\circ/\text{с}$).

Моделирование процесса переориентации проведено по углу тангажа. При этом сначала выдается импульс МРД (с использованием 222 МРД) для переворота в новое гравитационно-устойчивое положение, соответствующее углу тангажа 180° , а затем "тормозящий" импульс (с использованием 210 МРД)

на 1350-й секунде от момента выдачи первого импульса (рис. 3, 4).

На рис. 5–7 приведены результаты моделирования процесса стабилизации КА. При этом на указанных рисунках представлены графики изменения углов (тангажа, крена и курса) во времени без задействования МРД (без управления) и с задействованием МРД (с управлением).

В результате моделирования процесса стабилизации КА (рис. 5–7) выявлено, что путем однократного задействования МРД по каждому из каналов (затратив на управление 105 МРД) можно уменьшить время переходных процессов и амплитуду вибрационных колебаний по всем каналам в ~ 2 раза. Следует отметить, что 105 МРД занимают площадь всего $\sim 105 \text{ мм}^2$ ($1 \times 1 \text{ см}^2$). В том случае, когда требуются наилучшие показатели быстродействия и точности, в алгоритмах работы блока управления МРД

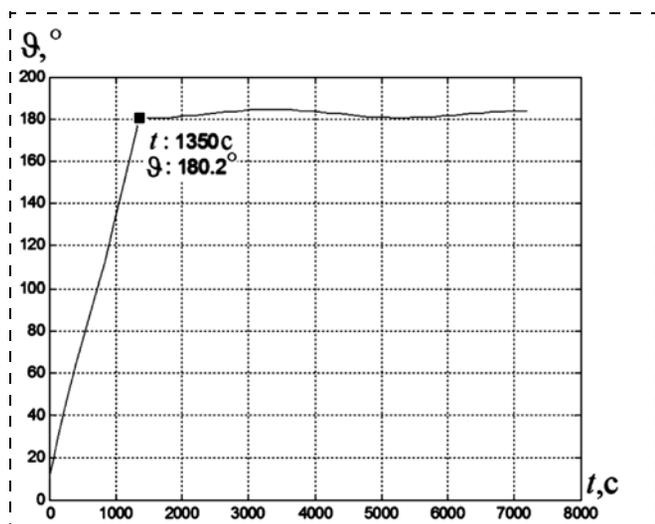


Рис. 3. Переворот КА по углу тангажа

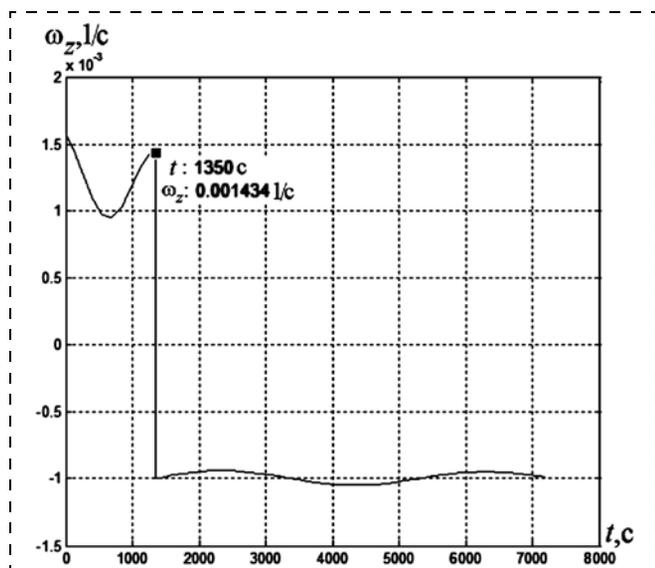


Рис. 4. Изменение угловой скорости КА при перевороте по углу тангажа

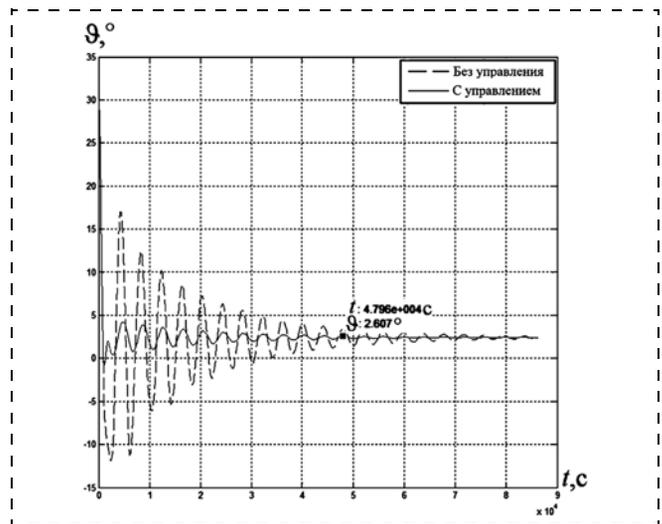


Рис. 5. Стабилизация КА по углу тангажа

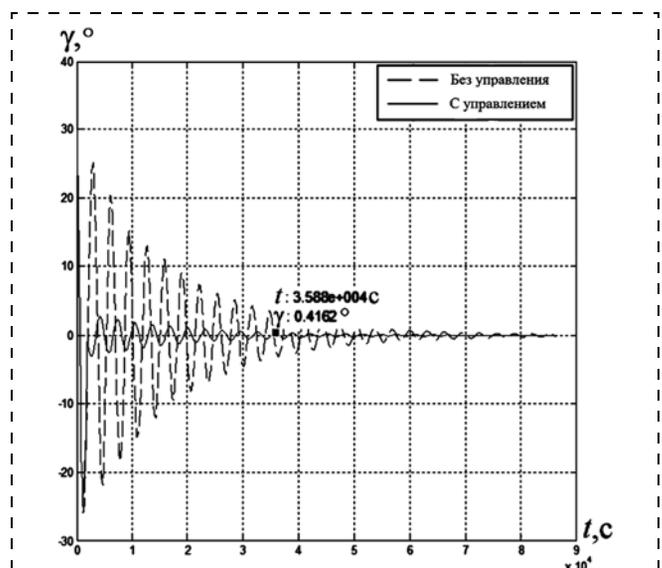


Рис. 6. Стабилизация КА по углу крена

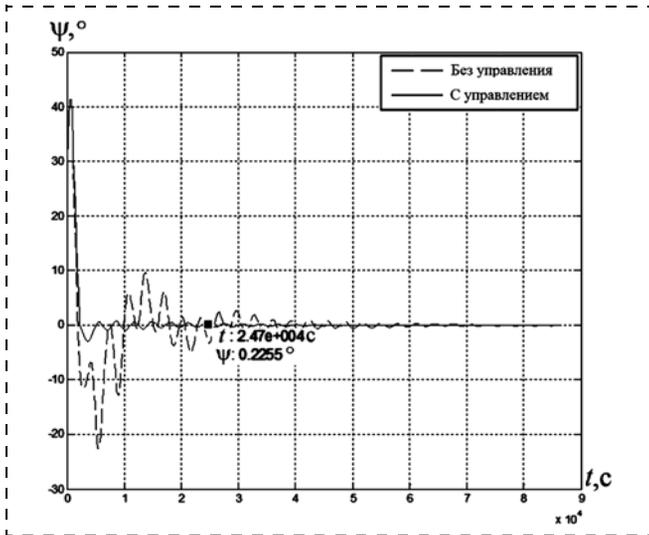


Рис. 7. Стабилизация КА по углу курса

реализуется многократное задействование микро-реактивных двигателей по каждому из каналов.

Заключение

В результате проведенного компьютерного моделирования была подтверждена целесообразность

применения МРД для наноразмерных КА с ГС, осуществляющих ориентацию в орбитальной системе координат. Также была подтверждена достоверность разработанных методик оценки числа МРД, необходимых для успокоения, ориентации и стабилизации КА.

Список литературы

1. Nano Satellite Beacons for Space Weather Monitoring: Final Report / Science & Technology Facilities Council Rutherford Appleton Laboratory; SWNS-RAL-RP-0001, Iss. 1.0. 2008. 119 p.
2. Инженерный справочник по космической технике / А. А. Алатырцев и др.; под ред. А. В. Солодова. М.: Воениздат, 1977. 430 с.
3. Афанасьев И. Семеро малых // Новости космонавтики. 2013. № 4. С. 37—39.
4. Черный И. Бинобль в небе: от спутника для комбата к спутнику для солдата // Новости космонавтики. 2013. № 2. С. 47.
5. Пат. 2463221 Российская Федерация, МПК⁷ В 64 G 1/24. Способ активно-пассивного успокоения, ориентации и стабилизации космического аппарата / Р. А. Петухов, М. В. Палкин, А. Г. Леонов и др.; заявитель и патентообладатель ОАО "ВПК "НПО машиностроения". № 2011106267/11; заявл. 21.02.2011; опубл. 10.10.2012, Бюл. № 28.
6. Microsatellite Propulsion and Attitude Control System. URL: <http://www.design.caltech.edu/micropropulsion/index.html>. Дата обращения 02.07.2013.
7. What is MEMS Technology? URL: <https://www.mems-exchange.org/MEMS/what-is.html>. Дата обращения 02.07.2013.

УДК 681.5.034

В. М. Артюшенко, д-р техн. наук, проф., зав. каф., Б. А. Кучеров, аспирант, boris.ku4erov@gmail.com, Финансово-технологическая академия, г. Королев

Роль информатизации в повышении оперативности распределения средств управления космическими аппаратами

Обсуждается значение использования информационных технологий для информатизации распределения средств управления космическими аппаратами. Приведено краткое описание предметной области, описаны средства, использованные для разработки программного обеспечения. Приведено описание реализованных вариантов информационного обмена органа планирования с абонентами, проведен их сравнительный анализ. Рассмотрен вопрос оповещения специалистов о поступлении информации. Описаны информационные технологии, использованные для статистической обработки данных и информативного представления сведений о распределении средств управления космическими аппаратами. Указано, как именно используемые технологии влияют на информатизируемый процесс. Показано, что использование предложенных информационных технологий положительно сказывается на оперативности распределения средств управления космическими аппаратами.

Ключевые слова: информатизация, база данных, информационный обмен, оповещение, средства управления

V. M. Artuschenko, B. A. Kucherov

Significance of Informatization in Increasing Efficiency of Distribution of Control Facilities for Spacecrafts

Significance of using information technologies for informatization of distribution of control facilities for spacecrafts considers. Brief description of problem domain is adduced. Description of tools used for application development is given. Description of realized methods of information exchange planning authority with subscribers is adduced, their comparative analysis is constructed. Issue of notification for specialists about receipt of information is considered. Information technologies used for statistical processing of data and informative presentation of data about distribution of control facilities for spacecrafts are given. Influencing of used technologies to informatization process is indicated. Shown that using offered information technologies has a positive effect on the efficiency of distribution of control facilities for spacecrafts.

Keywords: informatization, database, information exchange, alert, control facilities

Введение

Начиная с 2006 г., в соответствии с Федеральной космической программой России проводится колоссальный объем работ по укреплению и развитию ее космического потенциала, цель которых — повышение эффективности использования космического пространства в интересах решения экономических, научных, социальных и целого ряда других различных задач. Нарращивание орбитальной группировки космических аппаратов (КА), с одной стороны, использование технологии управления КА с малым числом (2...4) наземных пунктов (далее — малопунктной), с другой стороны, предъявляют совершенно новые требования к процессу их управления [1—3]. Как известно, для управления полетом КА и контроля работы их бортовых систем используется наземный комплекс управления, представляющий собой совокупность наземных радиотехнических и вычислительных средств [3, 4].

Средства управления, с помощью которых осуществляется управление группировкой КА, являются средствами коллективного доступа, т. е. одни и те же средства могут использоваться для управления КА различного назначения [4, 5]. Для обеспечения бесконфликтного использования средств управления необходимо их централизованное распределение, осуществляемое единым органом — органом планирования [1, 4, 5].

Процесс распределения средств управления КА является весьма сложным техническим процессом, в котором можно выделить такие составные части, как:

- информационный обмен органа планирования с абонентами;
- формирование плана задействования средств;
- анализ сложившейся ситуации;
- информационное обеспечение заинтересованных лиц сведениями о задействовании средств и их состоянии.

Обособленно стоит задача оптимизации разрабатываемых планов задействования средств, которая в настоящее время выходит за рамки наших исследований. Решением этой задачи занимаются другие ученые, например, в работе [6] представлены некоторые результаты исследований по данному вопросу. Также стоит отметить, что задачами распределения различных ресурсов в космической отрасли занимается целый ряд ученых. Так, в работе [7] приведен опыт успешного использования мультиагентной системы управления программой полетов и грузопотока международной космической станции. Однако задача распределения средств управления КА в условиях ресурсных ограничений имеет ряд особенностей, требующих специфического подхода к ее решению.

Заметим, что использование малопунктной технологии управления КА вместо многопунктной — относительно новое явление. Этим обуславливается тот факт, что вопрос информатизации распределения средств управления при малопунктной техно-

логии управления КА в условиях ресурсных ограничений ранее не рассматривался.

Повысить оперативность распределения средств управления КА возможно лишь за счет применения новейших информационных технологий, при решении таких задач, как:

- информационный обмен;
- оповещение специалистов о поступлении информации;
- разрешение конфликтных ситуаций;
- статистическая обработка данных;
- информативное представление сведений;
- контроль действий специалистов, реализованный за счет аудита базы данных.

Рассмотрим подробнее приведенные выше задачи, а также средства, используемые для разработки программного обеспечения органа планирования.

Средства, используемые для разработки программного обеспечения

Центральным элементом информатизации распределения средств управления КА является база данных (БД). В качестве системы управления базами данных (СУБД) на этапе принятия проектных решений была выбрана Oracle Database редакции Standard Edition. Программное обеспечение для информатизации указанного процесса разработано в среде Embarcadero RAD (Rapid Application Development) Studio XE2 с использованием Devart Oracle Data Access Components, Developer Express VCL (Visual Component Library), FastReport, GLScene. Для создания объектов базы данных (хранимых процедур, функций, представлений и т. д.) использовался Oracle SQL Developer [4, 8].

Программное обеспечение (ПО) построено по клиент-серверной двухуровневой архитектуре. При этом максимально возможная часть бизнес-логики перенесена на сервер.

Клиентское ПО, разработанное в среде Embarcadero C++ Builder XE2, обращается к БД Oracle с помощью компонента Devart Oracle Data Access Components (ODAC). Обращение может осуществляться как в режиме клиента через ПО Oracle Client, так и в прямом режиме по протоколу TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol).

Использование прямого режима исключает необходимость установки на клиентский компьютер дополнительного программного обеспечения, обеспечивающего доступ к данным (такого как Oracle Client, ODBC-драйвер (драйвер Open Database Connectivity) и т. п.). Это способствует упрощению развертывания программ на клиентских компьютерах.

Выбор режима подключения определяется функциями, которые реализует клиентское ПО. Так, для клиентских программ, работающих с xml-документами (xml — eXtensible Markup Language), хранящимися в БД в полях специального типа XMLType, требуется подключение в режиме клиента через ПО Oracle Client. Это связано с тем, что в прямом режиме невозможна работа с полями типа XMLType [8].

Информационный обмен

Важную роль в процессе распределения средств управления КА занимает информационный обмен органа планирования с абонентами. Получение исходных данных для распределения средств управления, выдача результатов планирования и прочие операции взаимодействия требуют существенных временных затрат. Ускорение указанных операций позволит повысить оперативность распределения средств управления КА. Достичь этого возможно путем применения информационных технологий для осуществления взаимодействия. Было предложено три варианта автоматизированного информационного обмена [4, 8]. Обобщенная схема вариантов обмена представлена на рисунке, где FTP — File Transfer Protocol.

Первый вариант является наиболее простым во внедрении. Он предполагает обмен данными через программу-клиент, устанавливаемую на компьютер абонента органа планирования. Программа подключается к БД органа планирования. Оператор абонента вводит данные в экранные формы программы с последующей их записью в БД. Также предусмотрена возможность просмотра сведений из БД органа планирования.

Заметим, что для работы программы не требуется каких-либо библиотек или ODBC-драйверов, что упрощает и ускоряет ее развертывание. Это достигается за счет использования режима прямого доступа к БД по протоколу TCP/IP с помощью компонентов ODAC.

Также к достоинствам данного варианта можно отнести отсутствие необходимости разработки ПО обмена абонента. Однако этот вариант обмена не лишен недостатков — он не позволяет интегрировать взаимодействие в работу ПО абонента, увеличивая таким образом нагрузку на оператора. В то же время, присутствует интеграция в работу ПО органа планирования. Особенно стоит отметить, что внедрение данного варианта обмена возможно даже после завершения разработки ПО абонента.

Второй вариант устраняет недостатки предыдущего, но вызывает новые сложности в реализации и внедрении. Данный вариант предусматривает обмен непосредственно между базами данных органа планирования и абонента. Такой подход позволяет интегрировать взаимодействие в работу ПО как органа планирования, так и абонента. Это способствует снижению нагрузки на операторов и, как следствие, повышению оперативности обмена. Однако реализация

данного варианта затруднена рядом технических и организационных проблем. Наиболее существенными из них являются разнородность и специфичность программных средств, обуславливающих доработки ПО для реализации обмена, и вытекающая отсюда необходимость согласования и финансирования доработок.

Рассмотрим более подробно реализацию данного варианта обмена.

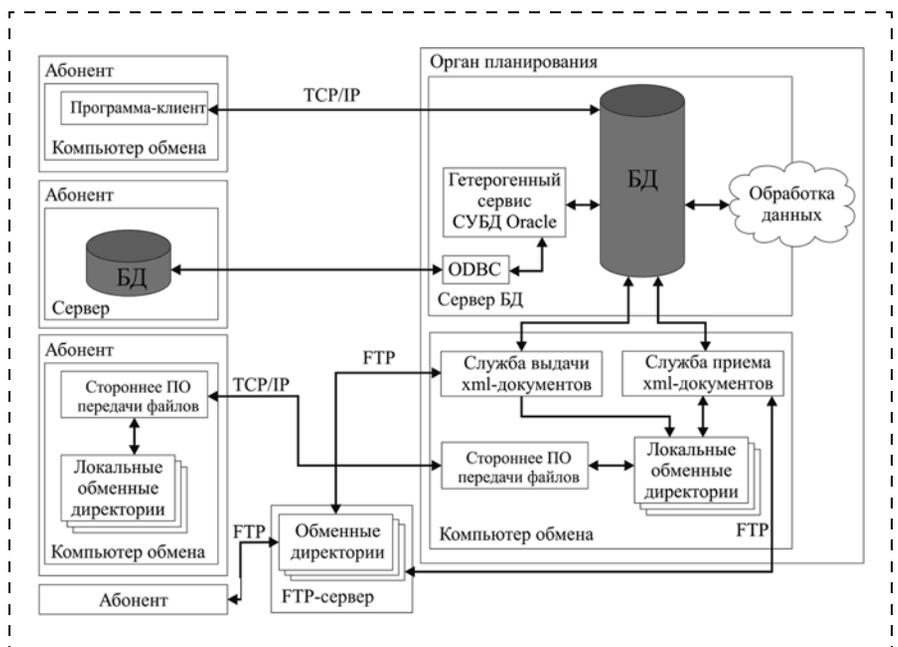
Доступ из БД органа планирования в БД абонента осуществляется посредством связи БД с помощью ODBC-драйвера и гетерогенного сервиса СУБД Oracle. Заметим, что если внешний абонент использует СУБД Oracle, то применения ODBC-драйвера не требуется. В этом случае достаточно только связи БД.

Для реализации обмена выполняется чтение сведений из БД абонента и вызов хранимых процедур, предназначенных для оповещения о необходимости получения сведений от органа планирования.

В отдельных случаях может осуществляться запись сведений в БД абонента. При этом абоненту также предоставляется возможность записи в обменные наборы данных БД органа планирования. Чтение сведений из удаленной БД может осуществляться по расписанию либо по оповещению от абонента. В обоих случаях обмен данными реализован в хранимых процедурах.

Для чтения по расписанию с помощью пакета DBMS_SCHEDULER создаются задания, запускающие указанные хранимые процедуры. В случае осуществления обмена по оповещению вызов обменных хранимых процедур выполняется абонентом.

Заметим, что в СУБД Oracle чтение и изменение удаленного набора данных может быть выполнено обычными SQL-запросами (SQL — Structured Query



Обобщенная схема вариантов автоматизированного информационного обмена

Language) с указанием имени связи БД (dblink) в качестве постфикса имени набора данных.

Для вызова удаленных хранимых процедур может быть использован пакет DBMS_HS_PASSTHROUGH также с указанием связи БД. С помощью указанного пакета удаленным процедурам могут быть переданы требуемые параметры. В качестве наборов данных, в которые должна осуществляться запись удаленным абонентом, могут использоваться представления. В этом случае обеспечение вставки данных в представление может быть реализовано с помощью триггеров замещения операций манипулирования данными.

Третий из предложенных вариантов позволяет в наибольшей степени унифицировать обмен при его интеграции в работу ПО обеих сторон, но при этом требует использования дополнительных программных средств. Этот вариант заключается в передаче xml-документов. Передача осуществляется посредством файлового обмена через FTP-сервер или стороннее ПО передачи файлов, работающее с локальными директориями.

Заметим, что стороннее ПО функционирует на компьютерах обмена как органа планирования, так и абонента. Взаимодействие через стороннее ПО осуществляется по протоколу TCP/IP.

Прием и выдача файлов осуществляются соответствующими службами, функционирующими на компьютере обмена органа планирования. Обработка и формирование xml-документов выполняются в базе данных органа планирования. Служба приема файлов выполняет периодическое сканирование обменных директорий. При обнаружении файла осуществляется его передача в базу данных, где выполняется его обработка, а именно, разбор и запись содержимого в таблицы БД.

При наступлении определенных событий в БД формируются выходные xml-документы. Осуществляется их запись в таблицу исходящих документов. Служба выдачи файлов периодически опрашивает указанную таблицу на наличие записей. При обнаружении исходящего xml-документа выполняется его запись в обменную директорию. После этого документ перемещается в журнал отправленных.

Формирование и обработка xml-документов реализованы средствами СУБД Oracle. Например, для формирования документов используются такие xml-функции, как XMLForest, XMLAgg и другие, а для обработки — XMLTable. Хранение и передача документов осуществляется с помощью типа данных XMLType.

Заметим, что процесс формирования документов запускается из процесса, изменяющего исходные данные, и может занимать достаточно длительное время. В связи с этим его следует выполнять асинхронно, что возможно за счет использования PL/SQL-пакета DBMS_JOB(PL/SQL — Procedural Language/Structured Query Language). Посредством указанного пакета создается одноразовое задание,

выполняемое асинхронно, в котором осуществляется формирование xml-документа.

Предусмотрена возможность просмотра журнала приема и выдачи файлов. Для отображения xml-документов в виде, понятном пользователю (например, табличном), осуществляется их преобразование в html-страницу (html — HyperText Markup Language) с помощью xslt-шаблона (xslt — eXtensible Stylesheet Language Transformations). Указанное преобразование выполняется средствами СУБД с помощью функции XMLTransform. Данной функции в качестве параметров передаются xml-документ и xslt-шаблон. Возвращаемый результат представляет собой html-документ. Сформированный документ отображается в программе просмотра журнала с помощью встроенного в нее компонента web-браузер.

Оповещение специалистов о поступлении информации

Своевременное реагирование на сообщения, полученные при информационном обмене органа планирования с абонентами, также положительно сказывается на оперативности распределения средств управления КА [8]. Для этого реализовано оповещение специалистов о поступлении информации, требующей реагирования. Оповещение осуществляется как визуальное, так и звуковым сигналом. Визуальное оповещение заключается в отображении всплывающего окна, содержащего сведения о поступившей информации. Звуковой сигнал может различаться в зависимости от характера поступившей информации, что позволяет оператору узнать вид поступившей информации, даже если он занят другими задачами и не работает в данный момент за компьютером. Исходя из этого оператор может оперативно принять решения о том, следует ли прерывать выполнение текущей задачи или необходимо вначале завершить ее, а затем приступить к обработке поступившей информации.

Оповещение реализовано с помощью технологии Oracle Advanced Queuing. Созданы таблица журнала поступления информации и очередь с возможностью получения одного сообщения несколькими подписчиками. В триггерах уровня строк таблиц, об изменении содержимого которых необходимо оповещать оператора, выполняется формирование пункта журнала поступления информации и запись его в соответствующую таблицу. Затем формируется сообщение оповещения и осуществляется его постановка в очередь. На компьютере оператора выполняется программа, которая прослушивает очередь. При обнаружении сообщения программой осуществляется соответствующая визуальная и звуковая индикация.

Автоматизированное разрешение конфликтных ситуаций

Автоматизация процесса разрешения конфликтных ситуаций способствует повышению оператив-

ности распределения средств управления КА. Для решения данной задачи был выбран алгоритм разрешения конфликтов путем исключения наименее приоритетных сеансов связи из плана и дальнейшего переноса их оператором на свободные временные интервалы. Алгоритм был реализован в виде пакета на языке PL/SQL [4, 8], что позволило перенести вычислительную нагрузку на сервер. Это способствует увеличению скорости выполнения алгоритма.

Статистическая обработка данных

Для осуществления распределения средств управления КА необходимо проведение анализа их задействования. Анализ может проводиться на основании статистических данных по задействованию средств. Статистика может быть рассчитана как по запланированному задействованию средств, так и по результатам их работы. В первом случае исходными данными для статистической обработки являются планы задействования средств, во втором — сведения о выполнении этих планов, а именно, результаты проведения сеансов связи, замечания к их проведению, неисправности в работе средств и прочее. Заметим, что предусмотрен расчет статистики за различные периоды и в различных разрезах (по КА, по средствам и т. д.).

Статистическая обработка данных реализована средствами СУБД Oracle, используются как агрегатные функции, так и аналитические.

В дальнейшем предлагается предоставить пользователю возможность формирования гибких запросов. Это позволит указывать требуемые критерии отбора, группировки и т. п., которые не были предусмотрены на этапе разработки ПО. Все это положительно сказывается на оперативности распределения средств управления КА в целом.

Информативное представление сведений

Информативное представление сведений положительно сказывается на их восприятии специалистом и, как следствие, на оперативности принятия решений. В связи с этим значительное внимание при информатизации распределения средств управления КА было уделено функциональности и удобству пользовательского интерфейса [8]. Так, при просмотре сведений в табличном виде пользователю предоставлена возможность группировки и фильтрации данных. Особенно это удобно при просмотре плана задействования средств и статистических данных. Для реализации данного функционала были использованы возможности компонента Quantum Grid из библиотеки Developer Express VCL.

Для информативного представления сведений о текущей обстановке, а именно, о составе и состоянии средств управления и КА, была разработана программа просмотра указанных сведений на географической карте. На карту схематично наносят-

ся пиктограммы наземных пунктов и средств, осуществляется индикация их состояния как с точки зрения работоспособности, так и с точки зрения текущего задействования.

Отметим, что на этом же экране отображаются пиктограммы КА с индикацией их состояния и задействования для них средств.

Информативное представление сведений плана задействования средств обеспечивается за счет их отображения на диаграмме Ганта. На диаграмму наносятся сеансы связи, а также конфликтные ситуации и ресурсные ограничения. Такое представление данных способствует оперативной оценке ситуации, в том числе возможностей для перепланирования в целях разрешения конфликтов, и принятию решения. Для реализации диаграмм используется библиотека Developer Express VCL.

Помимо этого возможен просмотр плана в табличном виде. При этом также осуществляется индикация конфликтных ситуаций, причем с отображением их причин. Дополнительно осуществляется выделение изменений в плане по сравнению с предыдущей его версией.

В целях контроля выполнения плана задействования средств отображается ход его выполнения. Отображение реализовано в табличном виде, с цветовой индикацией строк в зависимости от состояния сеансов связи. Так, одним цветом выделяются сеансы, проходящие в данный момент, другим — сеансы, к которым только осуществляется подготовка, третьим — сеансы, которые еще не были выполнены. При этом выполненные сеансы связи скрываются из таблицы по их окончанию, а невыполненные отображаются до снятия их с контроля оператором.

Отображение состава и состояния группировки КА осуществляется с использованием трехмерной графики. На трехмерной модели осуществляется отображение Земли, КА и их орбит, а также командно-измерительных пунктов. Каждый КА может быть отображен индивидуальной трехмерной моделью. Имеется возможность отображения поля обзора КА [9].

Для реализации данного отображения используется модель полета космических аппаратов по околоземной орбите. Исходными данными для моделирования являются TLE (Two-line element set) — двухстрочные наборы усредненных Кеплеровых орбитальных элементов, генерируемые службой North American Aerospace Defense Command (NORAD) и свободно распространяемые в сети Интернет. В качестве орбитальной модели для баллистических расчетов по низкоорбитальным КА используется модель SGP4 (Simplified General Perturbations — обобщенные упрощенные возмущения), по высокоорбитальным — модель SDP4 (Simplified Deep Space Perturbations — упрощенные возмущения дальнего космоса) [9].

Моделирование полета космических аппаратов реализовано в среде Embarcadero RADStudioXE2.

Для работы с трехмерной графикой использована библиотека "GLScene". Такое отображение способствует оперативной оценке ситуации, что положительно сказывается на оперативности распределения средств управления КА. Помимо этого, отображение может служить основой, на которой может быть построено представление детальных сведений о КА и средствах управления.

Аудит базы данных

Для контроля действий операторов осуществляется аудит БД. Как известно, аудит позволяет определить субъект, объект и время выполнения действия. Аудит реализован с помощью стандартных функций СУБД Oracle. Для ведения журнала аудита должны быть настроены соответствующие правила аудита. Просмотр журнала аудита осуществляется в табличном виде на вкладках, логически группирующих действия по категориям. Из настроенных правил аудита стоит отметить фиксацию подключения пользователей к БД, а также фиксацию выполнения операторов манипулирования данными на уровне записей для наиболее важных таблиц.

Заключение

Рассмотрено использование информационных технологий для информатизации распределения средств управления КА. Дано описание средств, использованных для разработки ПО. Приведено описание реализованных вариантов информационного обмена органа планирования с абонентами, проведен их сравнительный анализ. Показано, что использование предложенных информационных технологий положительно сказывается на оперативности информационного обмена. Рассмотрены информационные технологии, использованные для информативного представления сведений специалистам органа планирования.

1. Макаров М. И., Кукушкин С. С., Рудаков В. Б. Анализ проблем создания перспективных технологий измерений и управления космическими средствами // Ракетно-космическая техника. Информационные системы и технологии. Научные труды. В 2-х т. Т. 1. М.: НИИ КС им. А. А. Максимова, 2012. С. 86—107.
2. Артюшенко В. М., Видов М. И. Анализ систем управления космическим летательным аппаратом // Информационные технологии. Радиоэлектроника. Телекоммуникации (ITRT—2011): сб. статей II Международной заочной научно-технической конференции. Тольятти, Изд-во ПВГУС, 2011. С. 18—29.
3. Макатров А. С., Герастовский В. Ф., Коновалов В. П., Чаплинский В. С., Куцевалов А. Т. Технология глобального информационного обеспечения функционирования ракетно-космической техники // Ракетно-космическая техника. Информационные системы и технологии. Научные труды. В 2-х т. Т. 1. М.: НИИ КС им. А. А. Максимова, 2012. С. 177—190.
4. Артюшенко В. М., Кучеров Б. А. Повышение оперативности бесконфликтного управления группировкой космических аппаратов в условиях ресурсных ограничений // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2013. Т. 9. № 3. С. 59—66.
5. Артюшенко В. М., Кучеров Б. А. Оценка экономической эффективности использования автоматизированной системы распределения средств управления космическими аппаратами в условиях ресурсных ограничений // Вестник поволжского государственного университета сервиса. Серия Экономика. 2013. № 5 (31), 2013. С. 131—136.
6. Дудко А. Н., Золотарев А. Н., Литвиненко А. О., Сохраний Е. П. Метод оптимальной организации обработки заявок на проведение сеансов связи с космическими аппаратами научного и социально-экономического назначения // Космонавтика и ракетостроение. 2011. Т. 4. № 65. С. 84—91.
7. Скобелев П. О. Интеллектуальные системы управления ресурсами в реальном времени: принципы разработки, опыт промышленных внедрений и перспективы развития // Информационные технологии. 2013. Т. S1. С. 1—32.
8. Артюшенко В. М., Кучеров Б. А. Информатизация управления группировкой космических аппаратов // Прикладная информатика. 2013. № 6 (48). С. 6—14.
9. Артюшенко В. М., Кучеров Б. А. Анализ возможностей использования модели полета космических аппаратов для распределения средств управления // Materiały IX Międzynarodowej naukowo-praktycznej konferencji "Perspektywiczne opracowania są nauką technikami—2013". Volume 34. Nowoczesne informacyjne technologie. Przemysel, Nauka i studia. 2013. С. 26—30.

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Телефон редакции журнала: (499) 269-5397, тел./факс: (499) 269-5510

Дизайнер Т. Н. Погорелова.

Технический редактор Е. В. Конова. Корректор Е. В. Комиссарова.

Сдано в набор 03.02.2014. Подписано в печать 24.03.2014. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН414. 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 солюшнз". Отпечатано в ООО "Авансд солюшнз".

119071, г. Москва, Ленинский пр-т, д. 19, стр. 1.