

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

Том 19

2018

№ 12

Издаётся 2000 года

ISSN 1684-6427

DOI 10.17587/issn.1684-6427

Главный редактор:
ФИЛИМОНОВ Н. Б., д.т.н.

Заместители главного редактора:
БОЛЬШАКОВ А. А., д.т.н.
ПОДУРАЕВ Ю. В., д.т.н.
ЮЩЕНКО А. С., д.т.н.

Ответственный секретарь:
БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционный совет:
АНШАКОВ Г. П., чл.-корр. РАН
БОЛОТНИК Н. Н., чл.-корр. РАН
ВАСИЛЬЕВ С. Н., акад. РАН
ЖЕЛТОВ С. Ю., акад. РАН
КАЛЯЕВ И. А., акад. РАН
КУЗНЕЦОВ Н. А., акад. РАН
КУРЖАНСКИЙ А. Б., акад. РАН
МИКРИН Е. А., акад. РАН
ПЕШЕХОНОВ В. Г., акад. РАН
РЕЗЧИКОВ А. Ф., чл.-корр. РАН
СЕБРЯКОВ Г. Г., чл.-корр. РАН
СИГОВ А. С., акад. РАН
СОЙФЕР В. А., акад. РАН
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М., чл.-корр. РАН
ФЕДОРОВ И. Б., акад. РАН
ЧЕНЦОВ А. Г., чл.-корр. РАН
ЧЕРНОУСЬКО Ф. Л., акад. РАН
ЩЕРБАТЮК А. Ф., чл.-корр. РАН
ЮСУПОВ Р. М., чл.-корр. РАН

Редколлегия:
DANIELE Z., PhD, Италия
DORANTES D. J., PhD, Турция
GROUMPOS P. P., PhD, Греция
ISIDORI A., PhD, Италия
KATALINIC B., PhD, Австрия
LIN CH.-Y., PhD, Тайвань
MASON O. J., PhD, Ирландия
ORTEGA R. S., PhD, Франция
SKIBNIEWSKI M. J., PhD, США
STRZELECKI R. M., PhD, Польша
SUBUDHI B. D., PhD, Индия
АЛИЕВ Т. А., д.т.н., Азербайджан
ГАРАШЕНКО Ф. Г., д.т.н., Украина
ТРОФИМЕНКО Е. Е., д.т.н., Беларусь
БОБЦОВ А. А., д.т.н.
БУКОВ В. Н., д.т.н.
ЕРМОЛОВ И. Л., д.т.н.
ИЛЬЯСОВ Б. Г., д.т.н.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф., д.т.н.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н., д.т.н.
ЛОХИН В. М., д.т.н.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е., д.ф.-м.н.
ПУТОВ В. В., д.т.н.
ПШИХОПОВ В. Х., д.т.н.
РАПОПОРТ Э. Я., д.т.н.
СЕРГЕЕВ С. Ф., д.пс.н.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф., д.т.н.
ФРАДКОВ А. Л., д.т.н.
ФУРСОВ В. А., д.т.н.
ЮРЕВИЧ Е. И., д.т.н.

Редакция:
БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Директор издательства:
АНТОНОВ Б. И.

СОДЕРЖАНИЕ

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

- Gaiduk A. R. Nonlinear Control Systems Design by Transformation Method 755
- Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Некоторые проблемные аспекты нечеткого ПИД регулирования 762
- Иванников А. Д. Составление множества функций при формировании отладочных тестов для цифровых систем управления объектами 770

ДИНАМИКА, БАЛЛИСТИКА, УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

- Распопов В. Я., Ладонкин А. В., Лихошерст В. В. Конкурентоспособный волновой твердотельный гироскоп с металлическим резонатором 777
- Петрищев В. Ф. Энергосберегающий алгоритм автоматического управления принудительной посадкой пассажирского самолета. Часть II 788
- Сапунков Я. Г., Молоденков А. В., Молоденкова Т. В. Алгоритм оптимальной по быстродействию переориентации осесимметричного космического аппарата в классе конических движений 797
- Сергеев С. Ф. Человеческий фактор в самолетах 6-го поколения: проблемы техносимбиоза 806
- Указатель статей, опубликованных в журнале "Мехатроника, автоматизация, управление" в 2018 г. 812

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

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

MECHATRONICS, AUTOMATION, CONTROL

Vol. 19

2018

No. 12

MEKHATRONIKA, AVTOMATIZATSIYA, UPRAVLENIE

Published since 2000

ISSN 1684-6427

DOI 10.17587/issn.1684-6427

Editor-in-Chief

FILIMONOV N. B.

Deputy Editors-in-Chief:

BOLSHAKOV A. A.

PODURAEV Yu. V.

YUSCHENKO A. S.

Responsible Secretary:

BEZMENOVA M. Yu.

Editorial Board:

ANSHAKOV G. P.

BOLOTNIK N. N.

CHENTSOV A. G.

CHERNOUSKO F. L.

FEDOROV I. B.

KALYAEV I. A.

KURZHANSKI A. B.

KUZNETSOV N. A.

MIKRIN E. A.

PESHEKHONOV V. G.

REZCHIKOV A. F.

SCHERBATYUK A. F.

SEBRYAKOV G. G.

SIGOV A. S.

SOJFER V. A.

SOLOMENTSEV Yu. M.

VASSILYEV S. N.

YUSUPOV R. M.

ZHELTOV S. Yu.

Editorial Council:

ALIEV T. A., Azerbaijan

DANIELE Z., PhD, Italy

DORANTES D. J., PhD, Turkey

GARASCHENKO F. G., Ukraine

GROUMPOS P. P., PhD, Greece

ISIDORI A., PhD, Italy

KATALINIC B., PhD, Austria

LIN CH.-Y., PhD, Taiwan

MASON O. J., PhD, Ireland

ORTEGA R. S., PhD, France

SKIBNIEWSKI M. J., PhD, USA

STRZELECKI R. M., PhD, Poland

SUBUDHI B. D., PhD, India

TROFIMENKO Ye. Ye., Belarus

BOBTSOV A. A.

BUKOV V. N.

ERMOLOV I. L.

FILARETOV V. F.

FRADKOV V. L.

FURSOV V. A.

ILYASOV B. G.

KOROSTELEV V. F.

LEBEDEV G. N.

LOKHIN V.M.

PAVLOVSKY V. E.

PUTOV V. V.

PSHIKHOPOV V. Kh.

RAPOPORT E. Ya.

SERGEEV S. F.

YUREVICH E. I.

Editorial Staff:

BEZMENOVA M. Yu.

Director of the Publishing House:

ANTONOV B. I.

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

CONTENTS

SYSTEM ANALYSIS, CONTROL AND INFORMATION PROCESSING

- Gaiduk A. R. Nonlinear Control Systems Design by Transformation Method 755
- Filimonov A. B., Filimonov N. B. Certain Problematic Aspects of Fuzzy PID Regulation ... 762
- Ivannikov A. D. Control Digital System Function Set Defining While Debugging Tests Development 770

DYNAMICS, BALLISTICS, CONTROL OF AIRCRAFT

- Raspopov V. Ya., Ladonkin A. V., Likhosherst V. V. Competitive Coriolis Vibrating Gyroscope with a Metal Resonator 777
- Petrishchev V. F. Energy-Saving Algorithm of Automatic Control of Compulsory Passenger Carrier Landing. Part II 788
- Sapunkov Ya. G., Molodenkov A. V., Molodenkova T. V. Algorithm of the Time-Optimal Reorientation of an Axially Symmetric Spacecraft in the Class of Conical Motions 797
- Sergeev S. F. The Human Factor in the Aircraft of the 6th Generation: Problems Technosymbiosis 806

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

A. R. Gaiduk, D. Sc., Professor, gaiduk_2003@mail.ru,
Southern Federal University, Department of Control Systems, Taganrog, 347920, Russian Federation

*Corresponding author: Gaiduk Anatoly R., D. Sc., Professor,
Southern Federal University, Taganrog, 347920, Russian Federation,
e-mail: gaiduk_2003@mail.ru*

Accepted on August 22, 2018

Nonlinear Control Systems Design by Transformation Method

Abstract

The analytical approaches to design of nonlinear control systems by the transformation of the nonlinear plant equations into quasilinear forms or into Jordan controlled form are considered. Shortly definitions of these forms and the mathematical expressions necessary for design of the control systems by these methods are submitted. These approaches can be applied if the plant's nonlinearities are differentiable, the plant is controllable and the additional conditions are satisfied. Procedure of a control system design, i.e. definition of the equations of the control device, in both cases is completely analytical. Desirable quality of transients is provided with that, that corresponding values are given to roots of the characteristic equations of some matrixes by calculation of the nonlinear control. The proposed methods provide asymptotical stability of the equilibrium in a bounded domain of the state space or its global stability and also desirable performance of transients. Performance of the nonlinear plants equations in the quasilinear form has no any complexities, if the mentioned above conditions are satisfied. The transformation of these equations to the Jordan controlled form very much often is reduced to change of the state variables designations of the plants. The suggested methods can be applied to design of control systems by various nonlinear technical plants ship-building, machine-building, aviation, agricultural and many other manufactures. Examples of the control systems design by the proposed analytical methods are given.

Keywords: nonlinear plant, transformation, quasilinear form, Jordan controlled form, controllability, design, control system

Acknowledgements: The article is prepared on the basis of results of performance in SFedU of the project No. 16-08-00013-a under the RFBR grant.

For citation:

Gaiduk A. R. Nonlinear Control Systems Design by Transformation Method, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 12, pp. 755—761.

DOI: 10.17587/mau.19.755-761

Introduction

The problem of control systems design for nonlinear plants still has no exhaustive solution though it was considered in many works. However, majority proposed methods have the bounded scope. Therefore the new control design methods for nonlinear plants are actually. The transformation method of the plant equations to some simple form is widely used for solution of the linear and nonlinear control systems problem. This approach simplifies the solution of this problem and makes it analytical.

In nonlinear cases the plant equations are transformed to the various forms. It can be normal canonical control form [1–4], triangular form [5, 6], Lukyanov—Utkin regular form [7], quasilinear form [8–10], Jordan controlled form (JCF) [11–13] and others. Transformation of the humanoid robot equations to a controllability canonical form has allowed designing a control system which compensates influence of external disturbances [2, 3] and parameters uncertainties [3]. If the plant equations are represented in the triangular form it is easy to apply the backstepping method to design stabilizing control or to design an adaptive control [5, 6]. The Lukyanov—Utkin regular form of the plant equations allows decoupling the high dimension design problem on several tasks of the smaller dimensions [7].

The purpose of this paper is the representation of a rather effective analytically approaches to the design of nonlinear control systems on the basis of transformation of the plants and control systems equations to the quasilinear or Jordan controlled

form. These approaches allow analytically finding controls, which provides stability of the system equilibrium [9], duration and character of transients and astatic or full compensation of the influence of bounded external disturbances [12, 13]. Mathematical basis of these approaches are differentiability plant nonlinearities, plant controllability [14]. Application of the considered methods is expedient as the equations of many real plants have differentiable nonlinearity, and plant equations have JCF or may be represented in this form by simple transformation.

This article is organized as follows. The problem of nonlinear control systems design is given in section 2. Transformation of the nonlinear equations of dynamic plants and systems to the quasilinear form is presented in section 3. Features of this transformation and the suggested analytical method of nonlinear control systems design on the basis of this form are given in section 4. The approach to design problem of the nonlinear control systems on the basis of a Jordan controlled form is considered in section 5. In the final section the corresponding examples of control systems design are resulted.

Statement of the Control Systems Design Problem

Let the equation of some controlled plant looks like

$$\dot{x} = f(x, u_0), \quad (1)$$

where x is a measured state n -vector; $f(x, u)$ is a nonlinear differentiable n -vector-function; $u_0 = u_0(x)$ is a scalar control. Assume $x^\circ = x^\circ(t, u_0^\circ)$ is the vector that describes the unperturbed motion of the plant (1); u_0° is the corresponding control. Enter the deviations $\tilde{x} = x - x^\circ$ and $u = u_0 - u_0^\circ$. Then the plant (1) in deviations is described by the equation:

$$\dot{\tilde{x}} = f(\tilde{x}, u), \quad (2)$$

where $f(\tilde{x}, u) = [f(x^\circ + \tilde{x}, u_0^\circ + u) - f(x^\circ, u_0^\circ)]$ is a nonlinear differentiable vector-function.

Usually, when $u = 0$ the equilibrium $\tilde{x} \equiv 0$ of the plant (2) is unstable or the processes in this plant are unsatisfactory. The control system design problem consists in the definition of the control $u = u(\tilde{x})$ so that equilibrium $\tilde{x} \equiv 0$ of the plant (2) was asymptotically stable, at least, in an bounded domain Ω , i.e.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t, \tilde{x}_0, u(\tilde{x})) = 0, \quad (3)$$

$$\tilde{x}_0 \in \Omega_0 \in \Omega \in R^n, \tilde{x} \in \Omega \in R^n,$$

where Ω_0 is a bounded attraction domain of the equilibrium $\tilde{x} \equiv 0$. This control should provide also the desired duration and character of transients.

The solution method of the considered design problem depends, first of all, on properties of the nonlinear vector-function $f(\tilde{x}, u)$. In the beginning we shall consider as the quasilinear form of the equation (2) is applied to this purpose and then — the Jordan controlled form. Conditions on the nonlinear vector-function $f(\tilde{x}, u)$, at which the design problem has the solution by there methods, will be shown.

Control System Design Using Quasilinear Form

Suppose the nonlinear vector-function $f(\tilde{x}, u)$ in equation (2) such that

$$f(0, 0) = 0; \quad \frac{\partial f_i(\tilde{x}, u)}{\partial u} = f_{iu}(\tilde{x}); \quad (4)$$

$$\tilde{x} \in \Omega \in R^n, \|\tilde{x}\| \leq M_\Omega < \infty.$$

where M_Ω is a number dependent on the sizes of domain Ω . Before passing to the solution of the statement problem, we shall define the term "quasilinear form" of nonlinear functions and nonlinear vector-functions.

Assume some nonlinear function $f(x) = f(x_1, \dots, x_n)$ of variables $x_1, \dots, x_n$ is differentiable. Then it can be presented always as follows:

$$f(x) = a^T(x)x + f(0) = [a_1(x) \dots a_n(x)]x + f(0), \quad (5)$$

where $a^T(x)$ is some functional n -vector and $a_i(x)$ are its components depend on a way of integration of the partial derivatives $f_i(x) = \partial f(x)/\partial x_i$ from a point $x \equiv 0$ to a point x . Various ways of integration give various quasilinear representations of the nonlinear function [8, 9, 14]. We shall use the following expressions for definition of the components $a_i(x)$:

$$a_i^I(x) = \int_0^1 f_i(x_1, \dots, x_{i-1}, \theta x_i, 0, \dots, 0) d\theta, \quad i = \overline{1, n}. \quad (6)$$

The validity of the expressions (5), (6) will be shown on examples. Let us consider the function $f_*(x) = x_1 x_2^2 + x_2 x_3^3 + x_1^4 x_3 + v$, where x_1, x_2, x_3 there are independent variables and v is some constant. The function $f_*(x)$ is differentiable; therefore there are its partial derivatives:

$$f_{*1}(x) = x_2^2 + 4x_1^3 x_3; \quad (7)$$

$$f_{*2}(x) = 2x_1 x_2 + x_3^3; \quad f_{*3}(x) = 3x_2 x_3^2 + x_1^4,$$

and $f_*(0) = 0$. Substituting the received the partial derivatives (7) in the formula (6), we shall find: $a_{*1}(x) = 0$, $a_{*2}(x) = x_1 x_2$, $a_{*3}(x) = x_1^4 + x_2 x_3^2$, i.e. the vector $a_*^T(x) = [0 \ x_1 x_2 \ x_1^4 + x_2 x_3^2]$. The received vector and the formula (5) give the consider nonlinear function $f_*(x)$.

The expressions (5) and (6) are fair and in relation to differentiable vector-functions with replacement of a vector $a^T(x)$ by a corresponding functional matrix. Let, for example, $x^T = [x_1 \ x_2 \ x_3]$ and $f_*^T(x) = [3x_2 + 4x_1^2 \ 7x_2 x_3 + 2 \sin x_1 \ 1, 2x_3 x_1 + x_3^3]$. The expression (6) applied to the components of this vector-function give a matrix

$$A(x) = \begin{bmatrix} 4x_1 & 3 & 0 \\ 2\omega(x_1) & 0 & 7x_2 \\ 0 & 0 & 1, 2x_1 + x_3^2 \end{bmatrix},$$

where $\omega(x_1) = (\sin x_1)/x_1$. The validity of the expression $f_{**}(x) = A(x)x + f_{**}(0)$ is evidently.

Though quasilinear representations of a differentiable function and an vector-function are not unique, but any quasilinear form describes the given nonlinearity *precisely*, in difference, for example, from "the first approximation" [4, 5].

The vector-function $f(\tilde{x}, u)$ from the equation (2) satisfies the conditions (4), therefore according to expressions (5), (6) this equation can be submitted as follows:

$$\dot{\tilde{x}} = A(\tilde{x})\tilde{x} + b(x)u, \tilde{x} \in \Omega \in R^n, \|\tilde{x}\| \leq M_\Omega < \infty. (8)$$

Here $A(\tilde{x}) = [a_{ij}(\tilde{x})]$ is a functional $n \times n$ -matrix, $b(\tilde{x}) = [b_i(\tilde{x})]$ is functional n -vector and $b_i(\tilde{x}) = f_{iu}(\tilde{x})$. The equation (8) is the quasilinear form of the equation (2).

In summary, we shall emphasize: the right parts of the equations (2) and (8) are completely identical with all $\tilde{x} \in \Omega \in R^n, \|\tilde{x}\| \leq M_\Omega < \infty$, i.e. the quasilinear form (8) is the exact representation of the nonlinear differential equations such as (2), satisfying conditions (4). The quasilinear form of nonlinear equations is close to linear; therefore the well developed analytical methods of the linear control theory can be applied to the problem solution of the nonlinear systems design.

The control at equation (8) is searched also in the quasilinear form:

$$u(\tilde{x}) = -k^T(\tilde{x})\tilde{x} = -\sum_{i=1}^n k_i(\tilde{x})\tilde{x}_i; \quad (9)$$

$$\tilde{x} \in \Omega \in R^n, \|\tilde{x}\| \leq M_\Omega < \infty.$$

Here $k_i(\tilde{x})$ are some nonlinear functions. Next equation follows from the expressions (8) and (9):

$$\dot{\tilde{x}} = D(\tilde{x})\tilde{x}, \quad (10)$$

where

$$D(\tilde{x}) = A(\tilde{x}) - b(\tilde{x})k^T(\tilde{x}). \quad (11)$$

The characteristic polynomial of the functional matrix $D(\tilde{x})$ (11), in view of the identity $\det(M + bk^T) = \det M + k^T(\text{adj} M)b$ [9], it is possible to present as follows:

$$D(p, \tilde{x}) = \det(pE - D(\tilde{x})) = \\ = A(p, \tilde{x}) + b(\tilde{x})\text{adj}(pE - A(\tilde{x}))k^T(\tilde{x})$$

or

$$D(p, \tilde{x}) = A(p, \tilde{x}) + \sum_{i=1}^n k_i(\tilde{x})B_i(p, \tilde{x}). \quad (12)$$

Here adj is the adjunct matrix [9, 14] and polynomials are determined by next expressions

$$A(p, \tilde{x}) = \det(pE - A(\tilde{x})) = p^n + \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i(\tilde{x})p^i, \quad (13)$$

$$B_i(p, \tilde{x}) = e_i \text{adj}(pE - A(\tilde{x}))b(\tilde{x}) = \sum_{j=0}^{n-1} \beta_{ij}(\tilde{x})p^j; \quad (14)$$

$$i = \overline{1, n},$$

where $e_1 = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$, $e_2 = [0 \ 1 \ \dots \ 0]$, ..., $e_n = [0 \ 0 \ \dots \ 1]$.

Let, according to stability and necessary performance of the closed nonlinear system, the desirable characteristic polynomial of the matrix $D(\tilde{x})$ from equation (10) is appointed the following kind:

$$D^*(p) = p^n + \delta_{n-1}^* p^{n-1} + \dots + \delta_1^* p + \delta_0^*. \quad (15)$$

The polynomial (15) satisfies the Gurvits criteria. If the polynomial (15) is to substitute in the equation (12) instead of the polynomial $D(p, \tilde{x})$, a polynomial equation is formed which is equivalent in view of expressions (13), (14) to the following algebraic system:

$$\begin{bmatrix} \beta_{10} & \beta_{20} & \dots & \beta_{n0} \\ \beta_{11} & \beta_{21} & \dots & \beta_{n1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{1n-1} & \beta_{2n-1} & \dots & \beta_{nn-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ \vdots \\ k_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \eta_0 \\ \eta_1 \\ \vdots \\ \eta_{n-1} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Here $\eta_i = \eta_i(\tilde{x})$ are the coefficients of the polynomials difference: $D^*(p) - D(p, \tilde{x}) = \eta_0(\tilde{x}) + \eta_1(\tilde{x})p + \dots + \eta_{n-1}(\tilde{x})p^{n-1}$. In the system (16) the arguments of the functions are lowered for brevity.

Solution of the algebraic system (16) defines the functions $k_i(\tilde{x})$ from control (9) of the closed system (2), (9) or the system (10). The algebraic system (16) has the solution if the next condition is satisfied:

$$\det U(\tilde{x}) = \det[b(\tilde{x}) A(\tilde{x}) b(\tilde{x}) \dots A^{n-1}(\tilde{x}) b(\tilde{x})] \neq 0; \quad (17)$$

$$\tilde{x} \in \Omega \in R^n, \quad \|\tilde{x}\| \leq M_\Omega < \infty.$$

Note, the condition (17) is the controllability condition of the nonlinear plant (8) [9, 10]. If the matrix $A(x) = A$ and the vector $b(x) = b$ in the equation (8) are constants then the inequality (17) passes in the well known Kalman controllability condition.

Thus, if the vector $k(x)$ (9) is determined by the expressions (13)–(16) the constant matrix $D(0)$ and the equilibrium $x \equiv 0$ of the nonlinear closed system (10) are stable. The majority of the control systems designed by this method are asymptotically stable in the bounded domain $\Omega \in R^n$. Only in some cases the equilibrium $x \equiv 0$ of this system is globally asymptotically stable [9]. Hence, if the plant equations are transformed to the quasilinear form, then expressions (9)–(16) allow finding control by which the condition (3) is carried out. Bounded attraction domain Ω_0 from the condition (3) can be found using Lyapunov's function, constructed for stable system $\dot{\tilde{x}} = D(0)\tilde{x}$.

It is easy to see, that expressions (13)–(16) can be applied to design of a modal control for linear plants with constant parameters. But in this case the proposed design method provides the global stability of the closed system. The application of the quasilinear form and the expressions (9)–(16) to control systems design shall be shown on an example below.

Control Systems Design Using JCF of the Plant Equations

Suppose the equations (2) of the plant (1) in the scalar form look like:

$$\dot{\tilde{x}}_i = \varphi_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1}), \quad i = \overline{1, n-1}; \quad (18)$$

$$\dot{\tilde{x}}_n = \varphi_n(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_n) + u, \quad (19)$$

where $\varphi_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1}) = f_i(\bar{x}_{i+1}^0 + \tilde{x}_{i+1}) - f_i(\bar{x}_{i+1}^0) = \varphi_i(\tilde{x}_{i+1})$, $i = \overline{1, n-1}$ and $f_n(x^0 + \tilde{x}, u_0^0 + u) - f_n(x^0, u_0^0) = \varphi_n(\tilde{x}) + u$ are differentiable $n - i$ time

nonlinear function; $\tilde{x}_i = [\tilde{x}_1 \dots \tilde{x}_i]^T$ is a sub vector and $\tilde{x}_n = \tilde{x}$ evidently; $u = u(\tilde{x})$ is the search control.

The controllability conditions of the system (18), (19) can be written down as follows:

$$\left| \frac{\partial \varphi_i(\tilde{x}_1, \dots, \tilde{x}_{i+1})}{\partial \tilde{x}_{i+1}} \right| \geq \varepsilon \neq 0; \quad (20)$$

$$i = \overline{1, n-1}; \quad \tilde{x} \in \Omega \in R^n,$$

where ε there is any positive number. The domain Ω includes the equilibrium $\tilde{x} = 0$.

Definition. If the system of equations (18), (19) satisfies the conditions (20), it is called "Jordan controlled form" [9, 11].

Evidently, the Jordan controlled form is a generalization of the known triangular form of the equations of nonlinear plants [5, 6].

To solve the control system design problem, using the given approach, first of all, the state vector $\tilde{x}$ of the system (18)–(20) is transformed to new state vector

$$w = w(\tilde{x}) = [w_1(\tilde{x}) \quad w_2(\tilde{x}) \quad \dots \quad w_n(\tilde{x})]^T, \quad (21)$$

where

$$w_1 = \tilde{x}_1,$$

$$w_i(\tilde{x}_i) = \sum_{v=1}^{i-1} \frac{\partial w_{i-1}}{\partial \tilde{x}_v} \varphi_v(\tilde{x}_{v+1}) + \lambda_{i-1} w_{i-1}(\tilde{x}_{i-1}), \quad (22)$$

$$i = \overline{2, n},$$

and λ_i are some constants. The transformation $w(\tilde{x})$ (21), (22) is bounded and is convertible by virtue of conditions (20), i.e. in the domain $\Omega \in R^n$ there is a bounded inverse transformation $\tilde{x} = \tilde{x}(w)$ such that $\tilde{x}(w) = \tilde{x}(w(\tilde{x})) = \tilde{x}$.

The stabilizing control $u = u(\tilde{x})$ for plant (18), (19) is determined by the expressions

$$u(\tilde{x}) = -\gamma_1^{-1}(\tilde{x}) [\gamma_2(\tilde{x}) + \lambda_n w_n(\tilde{x})] - \varphi_n(\tilde{x}); \quad \tilde{x} \in \Omega; \quad (23)$$

$$\gamma_1(\tilde{x}) = \frac{\partial w_n(\tilde{x})}{\partial \tilde{x}_n} = \prod_{i=1}^{n-1} \frac{\partial \varphi_i(\tilde{x}_{i+1})}{\partial \tilde{x}_{i+1}}; \quad (24)$$

$$\gamma_2(\tilde{x}) = \sum_{v=1}^{n-1} \frac{\partial w_n(\tilde{x})}{\partial \tilde{x}_v} \tilde{\varphi}_v(\tilde{x}_{v+1}); \quad \tilde{x} \in \Omega,$$

where $\lambda_n \geq \varepsilon > 0$; the variables $w_n(\tilde{x})$ are determined by the expressions (22) with $\lambda_i \geq \varepsilon > 0$ for all $i = \overline{1, n-1}$ [11–13].

The close system (18)–(20) with control (22)–(24) is described in the new variables $w_i = w_i(\tilde{x}_i)$, $i = \overline{1, n}$ by the expressions

$$\dot{w} = \Lambda_n w, \Lambda_n = \begin{bmatrix} -\lambda_1 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & -\lambda_2 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & -\lambda_n \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Note, the condition (20) ensures the existence of the stabilizing control (23) in the domain $\Omega \in R^n$. The matrix Λ_n (25) coincides with the $n \times n$ Jordan cell [15, p. 142], if $\lambda_i = -\lambda$, $i = \overline{1, n}$. Just therefore the system of equations (18), (19) is called "Jordan controlled form", if condition (20) is carried out in some domain $\Omega \in R^n$. Evidently, the system (25) is asymptotically stable if $\lambda_i \geq \varepsilon > 0$, $i = \overline{1, n}$. Since the transformation (21)–(22) is convertible and bounded, then the equilibrium $\tilde{x} = 0$ of the system (18), (19), (22)–(24) with $\lambda_i \geq \varepsilon > 0$, $i = \overline{1, n}$ also asymptotically stable in the domain $\Omega \in R^n$.

So, if the nonlinear plant equation (2) is represented in the JCF (18), (19) and conditions (20) are carried out, then the expressions (21)–(24) give the another analytical design method of the nonlinear control systems.

Examples

Example 1. Let, the plant is described in deviations by the equations

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= \tilde{x}_2, \dot{\tilde{x}}_2 = -a_{21} \sin \tilde{x}_1 + a_{23} \tilde{x}_3, \\ \dot{\tilde{x}}_3 &= -\varphi_2(\tilde{x}_2) - \varphi_3(\tilde{x}_3) + u, \end{aligned} \quad (26)$$

where $a_{23} \neq 0$ and $\varphi_2(\tilde{x}_2)$, $\varphi_3(\tilde{x}_3)$ are differentiable functions. The state variables $\tilde{x}_1$, $\tilde{x}_2$, $\tilde{x}_3$ are measured. To find the control $u = -k(\tilde{x})\tilde{x}$ by which the equilibrium point $\tilde{x} \equiv 0$ of the plant (26) will be asymptotically stable and duration of the transients does not exceed one second.

In the equations (26) the vector-function $f(0, 0) = 0$, therefore according to the formula (6) the quasilinear equation (8) corresponds to the equations (26) with

$$A(\tilde{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \omega(\tilde{x}_1) & 0 & a_{23} \\ 0 & -a_{32}(\tilde{x}_2) & -a_{33}(\tilde{x}_3) \end{bmatrix}, b(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

where $\omega(\tilde{x}_1) = -a_{21}\tilde{x}_1^{-1} \sin \tilde{x}_1$, $a_{3j}(\tilde{x}_j) = \tilde{x}_j^{-1} \varphi_j(\tilde{x}_j)$, $j = 2, 3$.

It is easy to see that the equation (8) in view of the expressions (27) is the exact representation of the equations of the nonlinear plant (26). In this case $\det U(\tilde{x}) = -a_{23}^2 \neq 0$, the condition (17) is carried out, i.e. the solution of the design problem exists.

Passing to its definition, we find by the formulas (13) and (14) the polynomials:

$$\begin{aligned} A(p, \tilde{x}) &= p^3 + a_{33}(\tilde{x}_3)p^2 + \alpha_1(\tilde{x})p + \alpha_0(\tilde{x}), \\ B_1(p, \tilde{x}) &= a_{23}, B_2(p, \tilde{x}) = a_{23}p, B_3(p, \tilde{x}) = p^2 - \omega(\tilde{x}_1), \end{aligned}$$

where $\alpha_1(\tilde{x}) = a_{23}a_{32}(\tilde{x}_2) - \omega(\tilde{x}_1)$, $\alpha_0(\tilde{x}) = -a_{33}(\tilde{x}_3)\omega(\tilde{x}_1)$. Let the desirable polynomial

$$D^*(p) = p^3 + \delta_2^* p^2 + \delta_1^* p + \delta_0^* \quad (28)$$

satisfies to the Gurvits criterion. Then the system (17) will become

$$\begin{bmatrix} a_{23} & 0 & -\omega(\tilde{x}_1) \\ 0 & a_{23} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta_0^* + a_{33}(\tilde{x}_3)\omega(\tilde{x}_1) \\ \delta_1^* - a_{23}a_{32}(\tilde{x}_2) + \omega(\tilde{x}_1) \\ \delta_2^* - a_{33}(\tilde{x}_3) \end{bmatrix}.$$

The solution of this system are functions: $k_3(\tilde{x}) = \delta_2^* - a_{33}(\tilde{x}_3)$, $k_2(\tilde{x}) = a_{23}^{-1}(\delta_1^* + \omega(\tilde{x}_1)) - a_{32}(\tilde{x}_2)$, $k_1(\tilde{x}) = a_{23}^{-1}(\delta_0^* + \delta_2^*\omega(\tilde{x}_1))$. In according to the expression (9) this solution leads to control:

$$\begin{aligned} u(\tilde{x}) &= -a_{23}^{-1}\delta_0^*\tilde{x}_1 + \delta_2^* \sin \tilde{x}_1 - \\ &- a_{23}^{-1}(\delta_1^* + \omega(\tilde{x}_1))\tilde{x}_2 + \varphi_2(\tilde{x}_2) - \delta_2^*\tilde{x}_3 + \varphi_3(\tilde{x}_3). \end{aligned} \quad (29)$$

It is easy to establish, that the characteristic polynomial $D(p, x)$, calculated under the expression (11), is equal to the desirable polynomial $D^*(p)$ (28). Hence, the equilibrium point $x \equiv 0$ of the closed system (26), (29) is asymptotically stable in some bounded domain [9].

The closed system was simulated in MATLAB with $\delta_0^* = 81$, $\delta_1^* = 27$, $\delta_2^* = 9$, $\delta_3^* = 1$ and $\tilde{x}_0 = [0, 25 \ 3 \ 0]$. Schedules of the variables of the designed system (26), (29) are shown on Fig. 1.

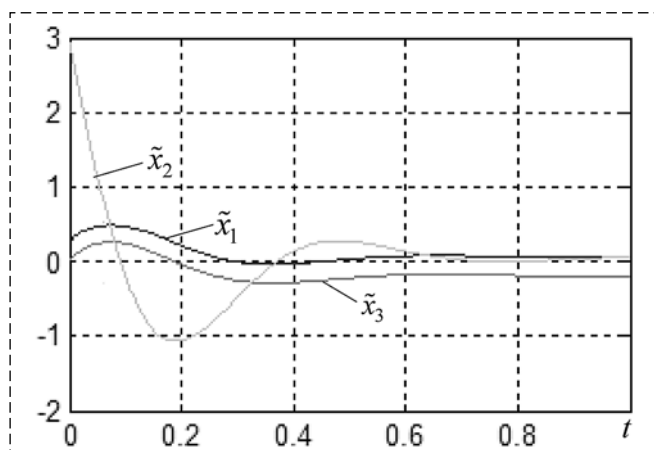


Fig. 1. Schedules of the nonlinear system variables

These schedules allow concluding, that the designed system is asymptotically stable and duration of the transients does not exceed 0.6 second.

Example 2. Suppose, a nonlinear plant is described by the equations

$$\dot{x}_1 = x_2 x_3 + u; \dot{x}_2 = x_3; \dot{x}_3 = (1 + x_2^2)x_1. \quad (30)$$

Control u must be found by method with application JCF. The equilibrium $x \equiv 0$ of the close system must be asymptotically stable and time response not more then 2.5 second.

In this case $n = 3$ but, form of the equations (30), evidently, does not meet to the JCF of the equations (18), (19). That the equations (30) had this form, we shall designate the state variables so: $x_1 = \tilde{x}_3$, $x_2 = \tilde{x}_1$, $x_3 = \tilde{x}_2$. The resulting equations of the plant (30) look like:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= \tilde{x}_2 = \varphi_1(\tilde{x}); \dot{\tilde{x}}_2 = (1 + \tilde{x}_1^2)\tilde{x}_3 = \varphi_2(\tilde{x}); \\ \dot{\tilde{x}}_3 &= \tilde{x}_1 \tilde{x}_2 + u. \end{aligned} \quad (31)$$

Equations (31) satisfy the conditions (20), since $\partial\varphi_1(\tilde{x})/\partial\tilde{x}_2 = 1$ and $\partial\varphi_2(\tilde{x})/\partial\tilde{x}_3 = (1 + \tilde{x}_1^2)$ for all $\tilde{x} \in R^3$. Therefore, equations (31) have JCF, and the design task has a solution.

According to the proposed JCF method the transformation (21) is determined by the expressions (22) and (31) have next kind:

$$\begin{aligned} w_1 &= \tilde{x}_1; w_2 = \tilde{x}_2 + \lambda_1 \tilde{x}_1; \\ w_3 &= (1 + \tilde{x}_1^2)\tilde{x}_3 + (\lambda_1 + \lambda_2)\tilde{x}_2 + \lambda_1 \lambda_2 \tilde{x}_1. \end{aligned} \quad (32)$$

The transformation (32) is not singular, convertible and bounded for all $\tilde{x} \in R^3$, $\|\tilde{x}\| < \infty$. The functions $\gamma_1(\tilde{x})$ and $\gamma_2(\tilde{x})$ are determined by the expressions (24), (32) and (31) as:

$$\begin{aligned} \gamma_1(\tilde{x}) &= (1 + \tilde{x}_1^2); \\ \gamma_2(\tilde{x}) &= (2\tilde{x}_1 \tilde{x}_3 + \lambda_1 \lambda_2)\tilde{x}_2 + (\lambda_1 + \lambda_2)(1 + \tilde{x}_1^2)\tilde{x}_3. \end{aligned} \quad (33)$$

Now the search control is written under the expression (23) as:

$$u(\tilde{x}) = -\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 - (\gamma_2(\tilde{x}) + \lambda_3 w_3(\tilde{x})) / (1 + \tilde{x}_1^2). \quad (34)$$

The expressions for this control in initial designations of the plant variables are obvious and here are not given. Transients of the nonlinear system (31), with controls (34), (32), (33) are submitted on Fig. 2. These schedules are received by simulation

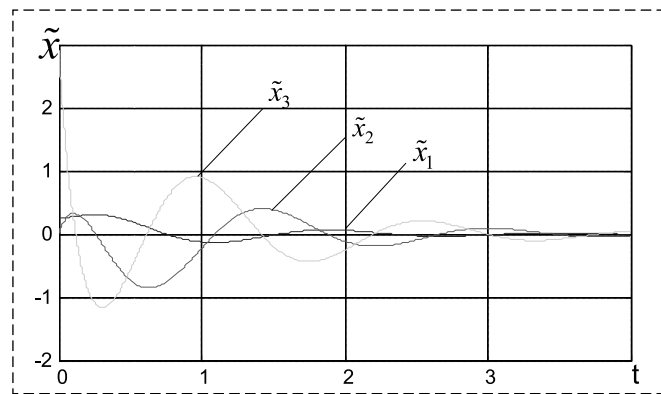


Fig. 2. Schedules of the system state variables

of the designed system in MATLAB with $a_{21} = 2$, $a_{23} = 2,5$, $\varphi_2(\tilde{x}_2) = 3 \arctg(\tilde{x}_2)$; $\varphi_3(\tilde{x}_3) = 9 \arctg(\tilde{x}_3)$, $\lambda_1 = 3$, $\lambda_2 = 5$, $\lambda_3 = 7$ and $\tilde{x}_0 = [0,3 \ 0 \ 3]^T$.

Apparently, the transient's character of the nonlinear control systems can be changed by a choice of the values of the coefficients λ_i , $i = \overline{1, n}$.

Example 3. Nonlinear plant is described by the equations

$$\dot{x}_1 = \sin 0,1x_1 + b_1 u; \dot{x}_2 = u \sqrt{0,25a^2 + x_2}, \quad (35)$$

where b_1 and $a > 0$ are constant parameters. To find the control $u(x)$ by which the equilibrium $x \equiv 0$ of the plant (34) will be asymptotically stable.

The form of the equations (35) does not meet to the form of the equations (18), (19). A second order system $\dot{x} = f(x) + b(x)u$ can be transformed to JCF [9], if the following condition is care out:

$$\begin{aligned} K(x) &= [G_{x1}(x) \ G_{x2}(x)]b(x) - \\ &- (b_{1x}(x) + b_{2x}(x))G(x) \neq 0, \end{aligned} \quad (36)$$

where $G(x) = \det[f(x) \ b(x)]$, $G_{xi}(x) = \partial G(x)/\partial x_i$, $b_{ix}(x) = \partial b_i(x)/\partial x_i$, $i = 1, 2$. In this case the functions $G(x) = b_2(x_2)\sin 0,1x_1$, $K(x) = b_1 b_2(x_2)\cos 0,1x_1$ and $b_2(x_2) = \sqrt{0,25a^2 + x_2}$. Therefore, according to a condition (36), the equations (35) can be transformed to JCF until $|x_1| < 5\pi$ and $-0,25a^2 < x_2 \leq M < \infty$. Transformation $x_1 = \tilde{x}_1 + b_1 \tilde{x}_2$, $x_2 = 0,25[(a + \tilde{x}_2)^2 - a^2]$ results the equations (35) in the kind: $\dot{\tilde{x}}_1 = \sin 0,1(\tilde{x}_1 + b_1 \tilde{x}_2)$, $\dot{\tilde{x}}_2 = u$. These equations have JCF and, using expressions (22)–(25), we find the control

$$u(\tilde{x}) = -\frac{\sin \beta(\tilde{x})}{b_1} - \frac{(\lambda_1 + \lambda_2) \sin \beta(\tilde{x}) + \lambda_1 \lambda_2 \tilde{x}_1}{0,1b_1 \cos \beta(\tilde{x})}, \quad (37)$$

where $\beta(\tilde{x}) = 0, 1(\tilde{x}_1 + b_1\tilde{x}_2)$, $|\tilde{x}_1 + b_1\tilde{x}_2| < 5\pi$. The attraction domain of the equilibrium is bounded in this case. This domain can be determined by using of the linear character of the control systems (25) in variables w_i , $i = \overline{1, n}$ [9].

Conclusion

Representation of the nonlinear plants equations in the quasilinear form or in the Jordan controlled form gives possibility to find analytically the controls as nonlinear feedback on the state variables. These controls can provide asymptotic stability of the system equilibrium in some domain, duration and character of transients. Possibility conditions of transformation of the plant equations to the quasilinear form are very simple: nonlinear functions should be differentiable. Conditions of transformation to the Jordan controlled form are more complex. Generally, these conditions are not found. However representation of the plant equations in the Jordan controlled form is not of a rigid restriction kind because the equations of the many real plants have this form or can be transformed to the JCF form by replacement of the state variables.

References

1. Isidori A. Nonlinear control systems (2nd edition), New York, Springer-Verlag, 1989.
2. Nikiforov V. O. Nelineynye sistemy upravleniya s rezheksiesy vneshnikh determinirovannykh vozmuscheniy (Nonlinear control system with rejection of the external determined disturbances), *Izvestiya RAN. The theory and control systems*, 1997, no. 4, pp. 69–73 (in Russian).

3. Savić S., Raković M., Penčić M., Borovac B. Nonlinear motion of humanoid robot upper-body for manipulation task, *Facta Universitatis. Series: Automatic Control and Robotics*, 2014, vol. 13, no. 1, pp. 1–14.
4. Kim D. P. *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya. Tom 2. Mnogomernye, nelineynye, optimal'nye i adaptivnye sistemy* (Theory of automatic control. Vol. 2. Multivariable, nonlinear, optimal and adaptive systems), Moscow, Phizmatlit, 2004 (in Russian).
5. Åström K. J., Wittenmark B. Adaptive control, New York, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
6. Krstić M., Kanellakopoulos I., Kokotović P. V. Nonlinear and adaptive control design, New York, John Wiley and Sons, 1995.
7. Lukyanov A. G., Utkin V. I. Methods of transform of dynamic systems equations to regular form, *Automation and Remote Control*, 1981, no. 4, pp. 5–13.
8. Egorov I. G. *K ustoychivosti v tselom nulevogo resheniya sistemy dvukh differentsial'nykh uravneniy* (To stability at whole of the zero solution of two differential equations system), *Differential equations*, 1991, vol. 27, no. 9, pp. 1554–1549 (in Russian).
9. Gaiduk A. R. *Teoriya i metody analiticheskogo sinteza sistem avtomaticheskogo upravleniya* (Theory and methods of automatic control systems analytical design), Moscow, Phizmatlit, 2012 (in Russian).
10. Podchukaev V. A. *Analiticheskie metody teorii avtomaticheskogo upravleniya* (Analytical methods of the automatic control theory), Moscow, Phizmatlit, 2002 (in Russian).
11. Gaiduk A. R., Plaksienko E. A., Shapovalov I. O. Optimal control based on Jordan controlled form, *Proceedings of the 14th International Conference on Circuits, Systems, Electronics, Control & Signal Processing (CSECS '15)*, Seljuk University, Konya, Turkey, May 20–22, 2015, pp. 13–18 (CSECS-01).
12. Gaiduk A. R. Control systems design with disturbance rejection based on JCF of the nonlinear plant equations, *Facta Universitatis. Series: Automatic Control and Robotics*, 2012, vol. 11, no. 2, pp. 81–90. Available at: facta.junis.ni.ac.rs/acar/acar201202/acar20120201.pdf
13. Gaiduk A. R., Plaksienko E. A., Kolokolova K. B. *Sintez algoritmov upravleniya nelineynymi mnogomernymi ob'ektami na osnove UFZH* (Design of control algorithms by nonlinear multivariate objects on basis JCF), *Nauchnyi vestnik NGTU*, 2015, no. 2 (59), pp. 59–72. DOI: 10.17212/1814-1196-2015-2-59-72 (in Russian).
14. Fikhtengolts M. *Differentsial'noe i integral'noe ischislenie* (Differential and integral calculus). Vol. 3, Moscow, Nauka, 1969 (in Russian).
15. Lancaster P. Theory of matrices, New York, Academic Press, 1969.



27—29 мая 2019 г. в Санкт-Петербурге
на базе АО "Концерн "ЦНИИ Электроприбор" состоится



XXVI Санкт-Петербургская МЕЖДУНАРОДНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ИНТЕГРИРОВАННЫМ НАВИГАЦИОННЫМ СИСТЕМАМ (МКИНС 2019)

Председатель программного комитета — Академик РАН, проф. В. Г. Пешехонов

Тематика конференции

- ◆ Инерциальные датчики, системы навигации и ориентации
- ◆ Интегрированные системы навигации и управления движением
- ◆ Глобальные навигационные спутниковые системы
- ◆ Средства гравиметрической поддержки навигации

На конференции не рассматриваются вопросы, затрагивающие военно-техническое сотрудничество, разработки военных технологий и образцов вооружений и военной техники. Программный комитет считает полезным представление обзорных докладов и докладов молодых ученых (до 33 лет).

Подробную информацию о конференции см. сайте:
<http://www.elektroprigor.spb.ru/icins2019/rindex>

А. Б. Филимонов, д-р техн. наук, проф., filimon_ab@yandex.ru,
МИРЭА — Российский технологический университет,
Н. Б. Филимонов, д-р техн. наук, проф., nbfilimonov@mail.ru,
МГУ им. М. В. Ломоносова, ИПУ им. В. А. Трапезникова РАН

Некоторые проблемные аспекты нечеткого ПИД регулирования

В последнее время на волне возросшего интереса к технологиям искусственного интеллекта в системах управления техническими объектами и технологическими процессами все чаще находят применение нечеткие регуляторы. Данные регуляторы осуществляют процесс выработки управляющих воздействий на базе нечеткой логики, применение которой обеспечивает проектирование систем управления, способных функционировать в условиях неполноты и нечеткости знаний о динамике объекта управления.

Нечеткие регуляторы открыли новое направление в области автоматического управления и, согласно мнению многих специалистов, имеют многообещающее будущее.

В настоящей работе анализируются динамические характеристики и алгоритмические особенности систем нечеткого ПИД регулирования, проводится сравнение качества процессов четкого и нечеткого регулирования.

Проведенный анализ позволяет констатировать отсутствие каких-либо реальных преимуществ нечетких регуляторов по сравнению с классическими четкими регуляторами. Более того, можно выделить ряд проблемных аспектов методологии нечеткого регулирования, важных для практической автоматики:

- алгоритмы нечеткого регулирования существенно сложнее традиционных четких алгоритмов регулирования;
- тезис о преимуществах нечетких регуляторов представляется сомнительным, поскольку каждый такой регулятор возможно заменить более эффективным и структурно менее сложным четким регулятором;
- спорным является тезис о том, что на основе нечеткого подхода удастся синтезировать работоспособные системы регулирования без априорных знаний и предпроектного обследования динамических свойств объектов регулирования;
- нечеткий подход является сугубо эмпирическим и не позволяет на теоретическом уровне решать вопросы устойчивости, динамического качества и робастности синтезируемых систем регулирования;
- алгоритмы нечеткого регулирования не применимы к сложным динамическим объектам. В частности, это касается многосвязных объектов регулирования и объектов с запаздыванием;
- методология нечеткого регулирования не позволяет решать важные для инженерной практики вопросы оптимизации процессов регулирования.

Ключевые слова: нечеткая логика, ПИД регуляторы, алгоритм нечеткого вывода Мамдани, анализ процессов регулирования, эффективность алгоритмов регулирования

"Нечеткие ПИД регуляторы должны рассматриваться как обычные регуляторы с усложненной структурой, не дающие улучшения качества регулирования"

В. Я. Ротач

Введение

Нечеткая логика как научное направление, предложенное в работах Лотфи Заде (Lotfi Askar Zadeh) [1], прошла путь от почти антинаучной и практически отвергнутой теории до бума конца 20-го века, когда она превратилась в весьма популярный прикладной математический аппарат, а в Японии, США и Германии появилась "нечеткая" бытовая техника (бритвы, пылесосы, фото- и видеокамеры, стиральные машины, кондиционеры, микроволновые печи), а также приложения на основе нечеткой логики в промышленности, финансовой сфере и медицине [2, 3].

Согласно мнению большинства специалистов, у нечеткой логики многообещающее будущее: стремительное развитие теоретического

аппарата и средств моделирования, расширение сфер применения и широкое распространение fuzzy-приложений позволяют надеяться, что со временем они вытеснят некоторые решения, основанные на традиционных классических методах.

В последнее время на волне возросшего интереса к технологиям искусственного интеллекта в системах управления техническими объектами и технологическими процессами все чаще находят применение так называемые нечеткие регуляторы (*англ.* fuzzy controller), которые осуществляют процесс выработки управляющих воздействий на базе нечеткой логики [4–10]. Применение нечеткой логики обеспечивает проектирование систем управления, способных функционировать в условиях неопределенности, неполно-

ты и нечеткости знаний о динамике объекта управления.

Нечеткие регуляторы открыли новое направление в области автоматического управления, основанное на применении знаний специалистов об алгоритмах управления конкретным типом объектов автоматизации, представленных в форме лингвистических баз нечетких продукционных правил.

Широкому распространению нечетких регуляторов в немалой степени способствует программная система MATLAB, включающая пакет программ Fuzzy Logic Toolbox, позволяющий разрабатывать алгоритмы обработки данных и принятия решения на базе нечеткой логики [11, 12].

До последнего времени весьма востребованными в практической автоматике являются типовые пропорционально-интегрально-дифференциальные (ПИД) регуляторы [13, 14]. Однако в последнее время все больший теоретический и прикладной интерес вызывают вопросы построения ПИД регуляторов на основе нечеткой методологии. В ряде работ предприняты попытки сравнительного анализа эффективности четких и нечетких алгоритмов регулирования, причем сегодня основополагающей является точка зрения, что алгоритмы нечеткого регулирования более эффективны по сравнению с алгоритмическими решениями классической теории регулирования (см., например, работы [15–24]).

Основной причиной малого промышленного применения нечетких регуляторов является сложность их реализации. Так, для проектирования нечеткого ПИД регулятора необходимо составлять довольно громоздкую трехмерную таблицу нечеткого вывода в соответствии с лингвистическими оценками трех слагаемых в законе регулирования — пропорционального, интегрального и дифференциального. Также одним из ключевых недостатков нечетких регуляторов является проблематичность задания функций принадлежности нечетких терм-множеств лингвистических переменных, поскольку их выбор существенно влияет на процессы нечеткого регулирования.

На наш взгляд, важное методологическое значение имеют работы В. Я. Ротача [25, 26], в которых проводится сравнительный анализ эффективности четких и нечетких регуляторов. Пр процитируем основные выводы данного анализа:

- "Качество работы фазы-регуляторов не может оказаться выше качества работы традиционных хотя бы потому, что при разработке фазы-регуляторов проблема качества регулирования просто не ставилась";
- "Фазы-ПИД регулятор намного более сложен для реализации, чем традиционный. Достижимое качество регулирования фазы-ПИД регулятора всегда хуже, чем традиционных регуляторов, точнее, фазы-ПИД регуляторы приближаются по своим характеристикам к традиционным по мере увеличения числа термов".

Итак, следует констатировать, что в теории и практике нечеткого регулирования имеется много открытых вопросов методологического характера. Обсуждению некоторых из них, ранее затронутых в работе авторов [27, 28], посвящена настоящая статья.

Сравнительный анализ методов четкого и нечеткого ПИД регулирования

Обратимся к классической схеме автоматического регулирования (САР), представленной на рис. 1. Здесь u и y — соответственно управляющий вход и управляемый выход объекта; y^* — уставка (задание); ε — ошибка регулирования (рассогласование):

$$\varepsilon = y^* - y.$$

Для апробирования алгоритмов регулирования выбран линейный стационарный объект регулирования второго порядка с передаточной функцией

$$W_0(s) = \frac{K_0}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

и параметрами $K_0 = 1$, $T_1 = T_2 = 3$.

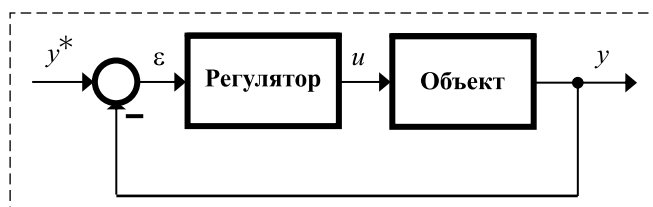


Рис. 1. Структурная схема САР

Fig. 1. Block diagram of automatic control system

Синтез четкого ПИД регулятора

Классический закон ПИД регулирования можно представить уравнениями:

$$u = u_P + u_I + u_D; \quad (1)$$

$$u_P = K_P x_P, \quad x_P = \varepsilon; \quad (2)$$

$$u_I = K_I x_I, \quad x_I = \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau; \quad (3)$$

$$u_D = K_D x_D, \quad x_D = \dot{\varepsilon}. \quad (4)$$

Здесь явно выделены пропорциональная, интегральная и дифференциальная составляющие регулирующего воздействия.

Передаточная функция замкнутой САР равна

$$W(s) = \frac{M(s)}{D(s)},$$

$$\text{где } M(s) = \frac{K_0}{T_1 T_2} (K_D s^2 + K_P s + K_I);$$

$$D(s) = s^3 + \frac{T_1 + T_2 + K_0 K_D}{T_1 T_2} s^2 + \frac{1 + K_0 K_P}{T_1 T_2} s + \frac{K_0 K_I}{T_1 T_2}.$$

Для объектов второго порядка ПИД регуляторы обеспечивают возможность модальной

настройки САР. Пусть $D^*(s)$ — желаемый характеристический многочлен замкнутой системы:

$$D^*(s) = s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0.$$

Для частного случая кратных корней

$$D^*(s) = (s + (1/T))^3, \quad (5)$$

так что $\alpha_0 = (1/T)^3$, $\alpha_1 = 3/T^2$, $\alpha_2 = 3/T$.

Данный результат обеспечивается следующими параметрами регулятора:

$$K_P = (1/K_0)(\alpha_1 T_1 T_2 - 1);$$

$$K_I = (1/K_0)\alpha_0 T_1 T_2;$$

$$K_D = (1/K_0)(\alpha_2 T_1 T_2 - T_1 - T_2).$$

Выберем вариант кратных корней (5), причем положим $T = 1$. Тогда

$$K_P = 26, \quad K_I = 9, \quad K_D = 21. \quad (6)$$

На рис. 2 показана переходная характеристика синтезированной САР.

Синтез нечеткого ПИД регулятора

Системы нечеткого логического вывода.

Процессы нечеткого регулирования реализуются на базе систем нечеткого логического вывода (FIS, Fuzzy Interference System). Такие системы состоят из четырех компонентов: базы знаний, фазификатора, механизма логического вывода и дефазификатора (рис. 3).

Известны четыре классических алгоритма нечеткого вывода: Мамдани, Сугено, Ларсена, Цукamoto. Далее мы ограничимся рассмотрением алгоритма нечеткого вывода Мамдани [29].

База знаний включает следующие компоненты:

- описание лингвистических переменных;
- базу данных, содержащих описание функций принадлежности;
- набор нечетких высказываний (продукций) в форме "ЕСЛИ-ТО"; левая часть каждого высказывания — конъюнкция элементарных перцепционных условий, а правая часть — множество элементарных действий.

Фазификатор вычисляет степени истинности предпосылок каждой продукции исходя из значения входных величин.

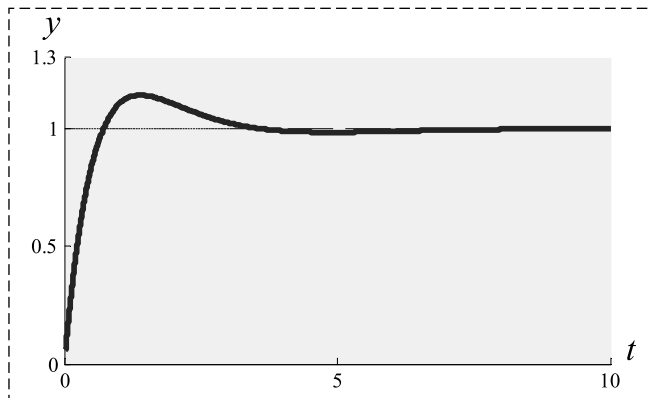


Рис. 2. Процесс четкого ПИД регулирования

Fig. 2. Process of clear PID-regulation

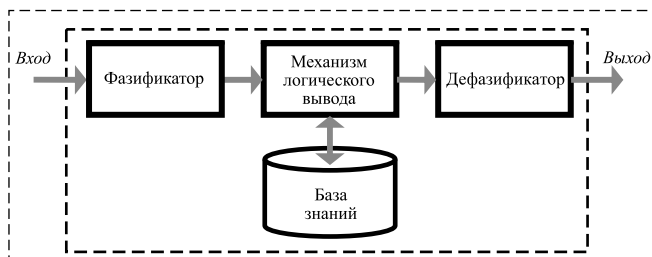


Рис. 3. Система нечеткого логического вывода

Fig. 3. Fuzzy inference system

Механизм логического вывода выполняет следующие две операции. Во-первых, для каждой продукции вычисленное значение истинности предпосылок применяется к заключению посредством использования нечеткой логики "И". Во-вторых, выполняется операция композиции: объединяются вместе нечеткие подмножества заключений для формирования одного нечеткого подмножества для каждой переменной вывода. С этой целью используется нечеткая логика "ИЛИ".

Дефазификатор трансформирует нечеткие результаты для переменных вывода в четкие значения.

Переход от схемы регулирования (1)–(4) к алгоритмам нечеткого регулирования основан на замене динамических переменных лингвистическими.

Состав входных лингвистических переменных алгоритма нечеткого регулирования очевиден — x_p , x_I , x_D . При разработке алгоритмов нечеткого вывода возможно применение как лингвистической переменной u , так и лингвистических переменных u_p , u_I , u_D .

Далее условимся считать, что все рассматриваемые лингвистические переменные имеют одно и то же базовое терм-множество наименований:

$$T^* = \{NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB\}, \quad (7)$$

где

- NB (Negative Big) — отрицательное большое;
- NM (Negative Middle) — отрицательное среднее;
- NS (Negative Small) — отрицательное малое;
- Z (Zero) — нуль (близкое к нулю);
- PS (Positive Small) — положительное малое;
- PM (Positive Middle) — положительное среднее;
- PB (Positive Big) — положительное большое.

В качестве функций принадлежности данных термов примем кусочно-линейные функции принадлежности, причем для крайних термов NB и PB они будут иметь трапецевидную форму, а для внутренних (т.е. остальных) — треугольную.

Традиционный подход к построению нечеткого регулятора заключается в построении его как целостной системы, на базе нечеткого логического вывода формирующей регулируемую переменную u . В этом случае база продукций будет состоять из нечетких высказываний вида

ЕСЛИ $x_p = \tilde{x}_p$ И $x_I = \tilde{x}_I$ И $x_D = \tilde{x}_D$, ТО $u = \tilde{u}$,

где $\tilde{x}_p \in T(x_p)$, $\tilde{x}_I \in T(x_I)$, $\tilde{x}_D \in T(x_D)$, $\tilde{u} \in T(u)$ — лингвистические термы переменных, а $T(x_p)$, $T(x_I)$, $T(x_D)$, $T(u)$ — терм-множества.

Поскольку

$$T(x_p) = T(x_I) = T(x_D) = T(u) = T^*,$$

то соответствующая база знаний будет содержать $N_1 = 7^3 = 343$ нечеткие продукции. Ясно, что безошибочное и обоснованное составление такого числа продукций довольно проблематично.

Существенного упрощения алгоритма нечеткого регулирования удастся достигнуть посредством декомпозиции управления (1) и параллельного формирования переменных u_p , u_I , u_D посредством сепаратных FIS-блоков. Для описания лингвистических значений этих переменных снова воспользуемся терм-множеством (7):

$$T(u_p) = T(u_I) = T(u_D) = T^*.$$

В этом случае потребуется всего лишь $N_1 = 3 \times 7 = 21$ продукция вида

$$\text{ЕСЛИ } x_p = \tilde{x}_p, \text{ ТО } u_p = \tilde{u}_p; \quad (8)$$

$$\text{ЕСЛИ } x_I = \tilde{x}_I, \text{ ТО } u_I = \tilde{u}_I; \quad (9)$$

$$\text{ЕСЛИ } x_D = \tilde{x}_D, \text{ ТО } u_D = \tilde{u}_D. \quad (10)$$

Может создаться ложное мнение, что именно в данных продукциях должна воплощаться вариативность формируемых алгоритмов регулирования. На самом деле структура этих продукций предопределена свойством функциональной *монотонности* регулирующих обратных связей: чем больше рассогласование, тем больше управляющее воздействие (разумеется, вне режима насыщения). Заметим, что в структуре обычного ПИД регулятора (1)–(4) данное свойство отражают положительные коэффициенты усиления K_p , K_I и K_D .

Требованию функциональной монотонности действий нечеткого регулятора отвечают лишь следующие варианты продукций (8)–(10):

$$\text{ЕСЛИ } x_* = \tilde{t}, \text{ ТО } u_* = \tilde{t} \quad (t \in T^*),$$

т.е. лингвистические значения выхода и входа должны совпадать.

Функции принадлежности лингвистических термов. Итак, настраиваемыми элементами FIS-блоков нечеткого регулятора являются функции принадлежности лингвистических термов переменных x_p , x_I , x_D , u_p , u_I , u_D , число которых равно $N_2 = 6 \times 7 = 42$, и задача синтеза нечеткого ПИД регулятора сводится к построению этих функций принадлежности.

Процессы четкого и нечеткого регулирования имеет смысл сравнивать лишь в условиях сопоставимых *режимов* регулирования. Если исходить из настройки четкого ПИД регулятора (6), то схожий режим нечеткого регулирования будет реализован посредством продукций с нечеткими множествами, представленными

на рис. 4. Поскольку в FIS-алгоритмах допустимые значения входных переменных x_p , x_I , x_D ограничены (рис. 4), то в процедурах их обработки предусмотрено применение насыщающих ограничений сверху и снизу.

На рис. 5 приведены кривые отклика FIS-блоков формирования переменных u_p , u_I , u_D нечеткого регулятора. Представленные данные отражают общее свойство FIS-блоков в системах регулирования: они осуществляют нелинейное преобразование входных сигналов в выходные и с этой точки зрения *эквивалентны* обычным нелинейным статическим блокам. Этот факт как раз и иллюстрирует рис. 5: видно, что кривые откликов построенных FIS-

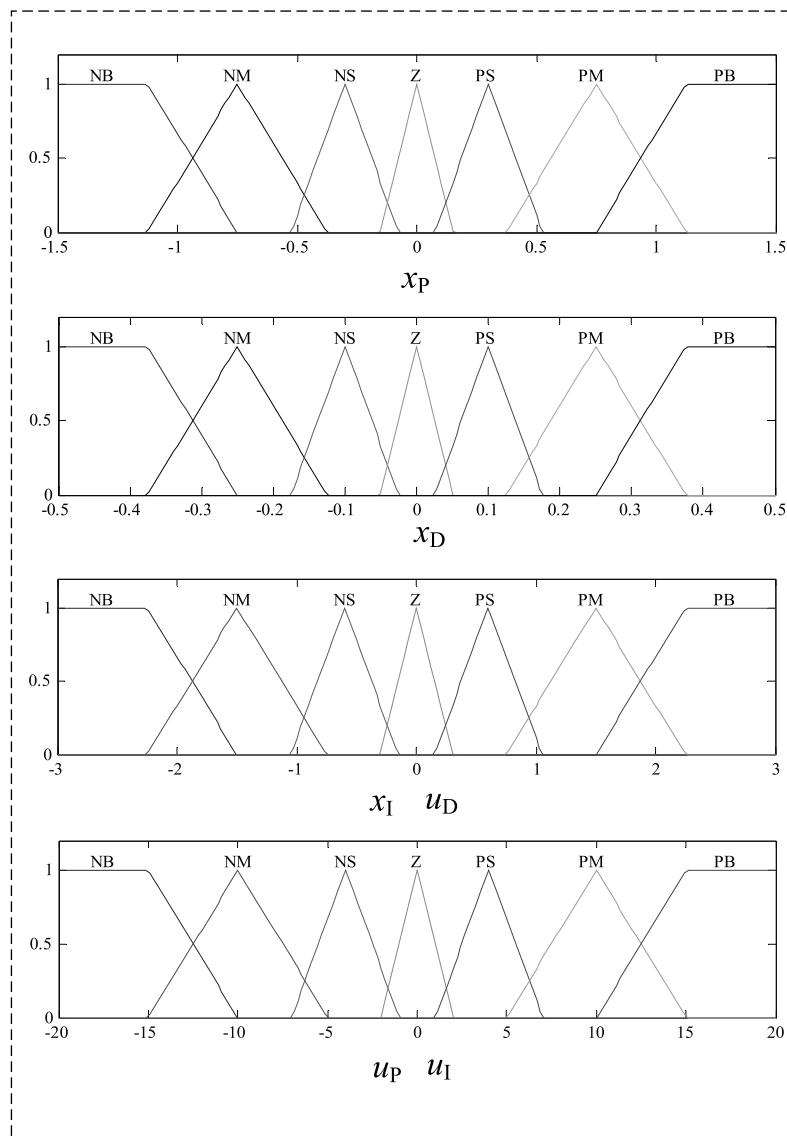


Рис. 4. Функции принадлежности лингвистических термов переменных x_p , x_I , x_D , u_p , u_I , u_D

Fig. 4. Membership functions of linguistic terms of variables x_p , x_I , x_D , u_p , u_I , u_D

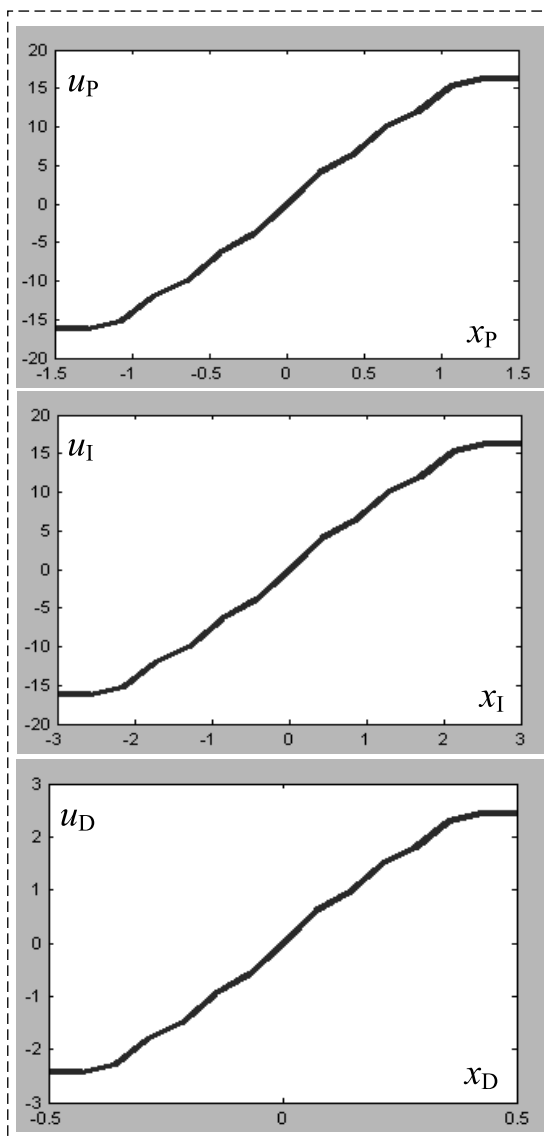


Рис. 5. Кривые отклика блоков формирования переменных x_p , x_I , x_D , u_p , u_I , u_D нечеткого регулятора

Fig. 5. Curves of response units x_p , x_I , x_D , u_p , u_I , u_D variables of a fuzzy controller

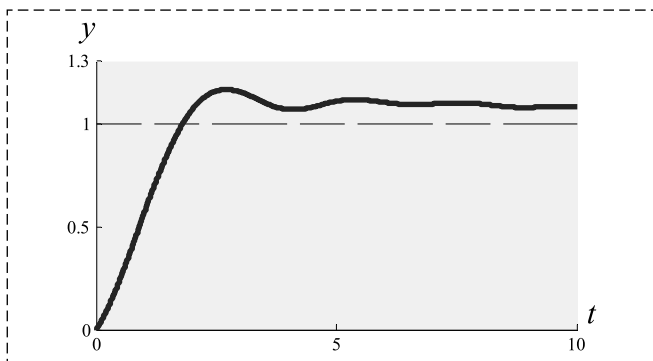


Рис. 6. Процесс нечеткого ПИД регулирования
Fig. 6. The process of fuzzy PID regulation

блоков близки по форме к так называемым линейным характеристикам с насыщением.

Моделирование нечеткого регулятора в среде MATLAB. Моделирование процессов нечеткого регулирования проводилось в среде MATLAB. Для этой цели использовались средства специального пакета расширения Fuzzy Logic Toolbox [11]. На рис. 6 показан переходный процесс отработки единичной уставки в синтезированной системе нечеткого регулирования. Видно, что здесь качество регулирования ниже, чем у процесса четкого регулирования, отображенного на рис. 2. В частности, у САР отсутствует свойство астатизма.

Заключение

Проведенный авторами анализ решений задач регулирования на базе нечеткой логики не выявил каких-либо их реальных преимуществ по сравнению с известными классическими решениями. Подытоживая выполненные исследования, выделим ряд проблемных аспектов методологии нечеткого регулирования.

1. Алгоритмы нечеткого регулирования существенно сложнее традиционных четких алгоритмов регулирования.

2. Тезис о преимуществах нечетких регуляторов представляется сомнительным, поскольку каждый такой регулятор возможно заменить более эффективным и структурно менее сложным четким регулятором.

3. Спорным является тезис о том, что на основе нечеткого подхода удастся синтезировать работоспособные САР без априорных знаний и предпроектного обследования динамических свойств объектов регулирования.

4. Нечеткий подход является сугубо эмпирическим и не позволяет на теоретическом уровне решать вопросы устойчивости, динамического качества и робастности синтезируемых САР.

5. Алгоритмы нечеткого регулирования не применимы к сложным динамическим объектам. В частности, это касается многосвязных объектов регулирования и объектов с запаздыванием.

6. Методология нечеткого регулирования не позволяет решать важные для инженерной практики вопросы оптимизации процессов регулирования.

Список литературы

1. **Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems: Selected Papers by Lotfi A Zadeh** (Advances in Fuzzy Systems — Applications and Theory: Vol. 6). Klir G. J. and Yuan B. ed. New York: World Scientific Press, 1996. 840 p.
2. **Асаи К., Ватада Д., Иваи С.** и др. Прикладные нечеткие системы. Под ред Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. М.: Мир, 1993. 368 с.
3. **Ross T. J.** Fuzzy Logic with Engineering Applications, Hoboken, NJ: Wiley, 2016. 580 p.
4. **Passino K. M., Yurkovich S.** Fuzzy Control. Addison Wesley Longman, Menio Park, CA, 1998. 522 p.
5. **Деменков Н. П.** Нечеткое управление в технических системах. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2005. 200 с.
6. **Michels K., Klawonn F., Kruse R., Nürnberger A.** Fuzzy Control: Fundamentals, Stability and Design of Fuzzy Controllers. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag, 2006. 410 p.
7. **Бураков М. В.** Нечеткие регуляторы. СПб.: Изд-во ГУАП, 2010. 236 с.
8. **Гостев В. И.** Проектирование нечетких логических регуляторов для систем автоматического управления. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 416 с.
9. **Усков А. А.** Системы с нечеткими моделями объектов управления. Смоленск: Смоленский филиал "РУК", 2013. 153 с.
10. **Пегат А.** Нечеткое моделирование и управление. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. 798 с.
11. **Леоненков А. В.** Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. 736 с.
12. **Штовба С. Д.** Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М.: Горячая линия-Телеком, 2007. 288 с.
13. **Денисенко В. В.** Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием. М.: Горячая линия-Телеком, 2009. 608 с.
14. **Astrom K. J., Hagglund T.** Advanced PID control. ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006. 460 p.
15. **Панько М. А., Аракелян Э. К.** Особенности нечетких алгоритмов регулирования в сравнении с классическими // Теплоэнергетика. 2001. № 10. С. 39—42.
16. **Шанцева И. П.** Фаззи-регулятор температуры электрических печей сопротивления // Вестник МЭИ. 2008. № 3. С. 51—56.
17. **Мишта П. В., Бызов П. Г., Васильева Е. В.** Нечеткая логика — современный путь развития теории управления // Известия ВолгГТУ. 2010. № 1. С. 139—142.
18. **Бураков М. В., Коновалов А. С.** Синтез нечетких логических регуляторов // Информационно-управляющие системы. 2011. № 1. С. 22—27.
19. **Антипин А. Ф.** О повышении быстродействия систем интеллектуального управления на базе нечеткой логики //

Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. 2013. № 5. С. 22–26.

20. Вильданов Р. Г., Бикметов А. Г., Самошкин А. И. Моделирование автоматической системы регулирования с fuzzy-регулятором // Современные проблемы науки и образования. 2014. № 4. С. 140–146.

21. Демидова Г. Л., Кузин А. Ю., Лукичев Д. В. Особенности применения нечетких регуляторов на примере управления скоростью вращения электродвигателя постоянного тока // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2016. Т. 16, № 5. С. 872–878.

22. Волобуев М. Ф., Замыслов М. А., Мальцев А. М., Михайленко С. Б. Математическая модель канала управления высотой полета летательного аппарата с элементами нечеткой логики и ее сравнение с классической моделью // Проблемы безопасности полетов. 2017. № 9. С. 36–48.

23. Куликова И. В. Влияние выбора алгоритмами нечеткого вывода на точность работы нечеткого регулятора // International Journal of Advanced Studies, 2017. Vol. 7, N. 4–3. P. 66–75.

24. Земцов А. Ф., Грязнов И. Е., Поступаева С. Г. Сравнительный анализ и исследование работы классического ПИД-регулятора с "нечеткими" его разновидностями // Известия ВолгГТУ. 2018. № 2. С. 63–66.

25. Ротач В. Я. О фазы-ПИД-регуляторах // Теплоэнергетика. 1999. № 8. С. 32–36.

26. Ротач В. Я. Теория автоматического управления: учебник для вузов. М.: Изд. Дом МЭИ, 2008. 396 с.

27. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. О мнимых превосходствах алгоритмов нечеткого регулирования // Проблемы управления и моделирования в сложных системах: Труды XIII Междунар. конф. Самара: Самарский НЦ РАН, 2011. С. 104–109.

28. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. К вопросу построения нечетких ПИД-регуляторов // Мехатроника, автоматика и робототехника. 2018. № 2. С. 112–116.

29. Mamdani E. H. Application of Fuzzy Algorithm for Simple Dynamic Plant // Proc. IEEE. 1974. Vol. 121, N. 12. P. 1585–1588.

Sertain Problematic Aspects of Fuzzy PID Regulation

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

MIREA — Russian Technological University, Moscow, 119454, Russian Federation

N. B. Filimonov, nbfilimonov@mail.ru

Lomonosov Moscow State University, Moscow, 119991, Russian Federation

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

Accepted on August, 18, 2018

Abstract

In recent years in view of the fact that the interest in the technologies of artificial intelligence in control systems by technical objects and technological processes are aroused, that fuzzy controllers find use more often. The given regulators carry out the process of the development of controlling actions on the basis of fuzzy logic, the application of which provides the design of control systems capable of functioning in conditions of incompleteness and fuzziness of knowledge about the dynamics of the control object. Fuzzy regulators have opened a new direction in the area of automatic control and according to many experts have a promising future. The given paper analyzes the dynamic characteristics and algorithmic singularities of fuzzy PID-regulation systems, compares the quality of clear and fuzzy regulation. The conducted analysis allows to state the absence of any real advantages of fuzzy regulators in comparison with classic clear regulators. Moreover, it is possible to distinguish a number of problematic aspects of fuzzy regulation methodology, important for practical automation:

- fuzzy control algorithms are much more complex than traditional clear regulation algorithms;
- the thesis about the advantages of fuzzy regulators seems to be reasonable, since each such regulator can be replaced by a more efficient and structurally less complex clear regulator;
- the thesis that on the basis of fuzzy approach it is possible to synthesize working systems of regulation without a priori knowledge and pre-project inspection of dynamic properties of objects of regulation is disputable.
- fuzzy approach is purely empirical and does not allow to solve the problems of stability, dynamic quality and robustness of the synthesized regulation systems at the theoretical level;
- fuzzy control algorithms are not applicable to complex dynamic objects. In particular, it concerns multi-connected objects of regulation and objects with delay;
- the methodology of fuzzy regulation does not allow to solve the important issues of optimization of regulation processes for engineering practice.

Keywords: fuzzy logic, PID-regulators, algorithm of fuzzy inference of Mamdani, analysis of control processes, efficiency of regulation algorithms

Acknowledgements: This article was supported by grant of the Russian Foundation for Basic Research (Project No. 16-08-00313-a).

For citation:

Filimonov A. B., Filimonov N. B. Sertain Problematic Aspects of Fuzzy PID Regulation, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 12, pp. 762–769.

DOI: 10.17587/mau.19.762-769

References

1. **Fuzzy Sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems:** Selected Papers by Lotfi A Zadeh (Advances in Fuzzy Systems — Applications and Theory: vol. 6), Klir G. J. and Yuan B. ed., New York, World Scientific Pres, 1996.
2. Asai K., Vatada D., Ivai S. i dr. *Prikladnye nechetkie sistemy* (Applied fuzzy systems), T. Tehrano, K. Asai, M. Sugeno ed., Moscow, Mir, 1993 (in Russian).

3. **Ross T. J.** Fuzzy Logic with Engineering Applications, Hoboken, NJ, Wiley, 2016.
4. **Passino K. M., Yurkovich S.** Fuzzy Control, Addison Wesley Longman, Menlo Park, CA, 1998.
5. **Demenkov N. P.** *Nechetkoe upravlenie v tekhnicheskikh sistemah* (Fuzzy control in technical systems), Moscow, Publishing house of MG TU im. N. E. H. Bauman, 2005 (in Russian).
6. **Michels K., Klawonn F., Kruse R., Nürnberger A.** Fuzzy Control: Fundamentals, Stability and Design of Fuzzy Controllers, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2006.
7. **Burakov M. V.** *Nechetkie regulatory* (Fuzzy regulators), SPb., Publishing house of GUAP, 2010 (in Russian).
8. **Gostev V. I.** *Proektirovanie nechetkih logicheskikh regulyatorov dlya sistem avtomaticheskogo upravleniya* (Design of fuzzy logic regulators for automatic control systems), SPb., BHV-Peterburg, 2011 (in Russian).
9. **Uskov A. A.** *Sistemy s nechetkimi modelyami ob"ektov upravleniya* (Systems with fuzzy models of control objects), Smolensk, Smolenskiy filial "RUK", 2013 (in Russian).
10. **Pegat A.** *Nechetkoe modelirovanie i upravlenie* (Fuzzy simulation and control), Moscow, BINOM. Laboratoriya znaniy, 2013.
11. **Leonenkov A. V.** *Nechetkoe modelirovanie v srede MATLAB i fuzzyTECH* (Fuzzy modeling in MATLAB and fuzzyTECH), SPb., BHV-Peterburg, 2003 (in Russian).
12. **Shtovba S. D.** *Proektirovanie nechetkih sistem sredstvami MATLAB* (Design of fuzzy systems by means of MATLAB), Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 2007 (in Russian).
13. **Denisenko V. V.** *Komp'yuternoe upravlenie tekhnologicheskimi processom, eksperimentom, oborudovaniem* (Computer control by technological process, experiment, equipment), Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 2009 (in Russian).
14. **Astrom K. J., Hagglund T.** Advanced PID control / ISA (The Instrumentation, System, and Automation Society), 2006.
15. **Pan'ko M. A., Arakelyan E. K.** *Osobennosti nechetkih algoritmov regulirovaniya v sravnenii s klassicheskimi* (Peculiarities of fuzzy control algorithms in comparison with classical ones), *Teploenergetika*, 2001, no. 10, pp. 39–42 (in Russian).
16. **Shanceva I. P.** *Fazzi-regulyator temperatury ehlektricheskikh pechej soprotivleniya* (Fuzzy-regulator of temperature of electric furnace resistance), *Vestnik MEHI*, 2008, no. 3, pp. 51–56 (in Russian).
17. **Mishta P. V., Byzov P. G., Vasil'eva E. V.** *Nechetkaya logika — sovremennyy put' razvitiya teorii upravleniya* (Fuzzy logic — is modern way of development of control theory), *Izvestiya VolgGTU*, 2010, no. 1, pp. 139–142 (in Russian).
18. **Burakov M. V., Kononov A. S.** *Sintez nechetkih logicheskikh regulyatorov* (Synthesis of fuzzy logic regulators), *Informacionno-Upravlyayushchie Sistemy*, 2011, no. 1, pp. 22–27 (in Russian).
19. **Antipin A. F.** *O povyshenii bystrodeystviya sistem intellektual'nogo upravleniya na baze nechetkoj logiki* (Concerning improving speed of intelligent control systems based on fuzzy logic), *Avtomatizatsiya, Telemekhanizatsiya i Svyaz' v Neftyanoy Promyshlennosti*, 2013, no. 5, pp. 22–26 (in Russian).
20. **Vil'danov R. G., Bikmetov A. G., Samoshkin A. I.** *Modelirovanie avtomaticheskoy sistemy regulirovaniya s fuzzy-regulyatorom* (Simulation of automatic regulation system with fuzzy controller), *Sovremennye Problemy Nauki i Obrazovaniya*, 2014, no. 4, pp. 140–146 (in Russian).
21. **Demidova G. L., Kuzin A. Yu., Lukichev D. V.** *Osobennosti primeneniya nechetkih regulyatorov na primere upravleniya skorost'yu vrashcheniya ehlektroprivodnogo toka* (Features of application of fuzzy regulators on the example of DC motor speed control), *Nauchno-Tekhnicheskij Vestnik Informacionnykh Tekhnologiy, Mekhaniki i Optiki*, 2016, vol. 16, no. 5, pp. 872–878 (in Russian).
22. **Volobuev M. F., Zamyslov M. A., Mal'cev A. M., Mihajlenko S. B.** *Matematicheskaya model' kanala upravleniya vysotoj poleta letatel'nogo apparata s ehlementami nechetkoj logiki i ee sravnenie s klassicheskoy model'yu* (Mathematical model of the flight altitude control channel of the aircraft with fuzzy logic elements and its comparison with the classical model), *Problemy bezopasnosti poletov*, 2017, no. 9, pp. 36–48 (in Russian).
23. **Kulikova I. V.** *Vliyanie vybora algoritmov nechetkogo vyvoda na tochnost' raboty nechetkogo regulyatora* (Influence of selection of fuzzy inference algorithms on the accuracy of the fuzzy controller), *International Journal of Advanced Studies*, 2017, vol. 7, no. 4–3, pp. 66–75 (in Russian).
24. **Zemcov A. F., Gryaznov I. E., Postupaeva S. G.** *Sravnitel'nyy analiz i issledovanie raboty klassicheskogo PID-regulyatora s "nechetkimi" ego raznovidnostyami* (Comparative analysis and study of the classical PID controller with its "fuzzy" varieties), *Izvestiya VolgGTU*, 2018, no. 2, pp. 63–66 (in Russian).
25. **Rotach V. Ya.** *O fazni-PID-regulyatorah* (About phase-PID controllers), *Teploenergetika*, 1999, no. 8, pp. 32–36 (in Russian).
26. **Rotach V. Ya.** *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya* (Theory of automatic control), Moscow, Publishing house of MEHI, 2008 (in Russian).
27. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *O mnimyykh prevoskhodstvakh algoritmov nechetkogo regulirovaniya* (On the imaginary superiority of fuzzy control algorithms), *Problemy Upravleniya i Modelirovaniya v Slozhnykh Sistemah: Trudy HHI Mezhdunar. konf.*, Samara, Samarskiy NC RAN, 2011, pp. 104–109 (in Russian).
28. **Filimonov A. B., Filimonov N. B.** *K voprosu postroyeniya nechetkih PID-regulyatorov* (To the question of the construction of fuzzy PID controllers), *Mekhatronika, avtomatika i robototekhnika*, 2018, no. 2, pp. 112–116 (in Russian).
29. **Mamdani E. H.** Application of Fuzzy Algorithm for Simple Dynamic Plant, *Proc. IEEE*, 1974, vol. 121, no. 12, pp. 1585–1588.

А. Д. Иванников, д-р техн. наук, гл. науч. сотр., e-mail: adi@ippm.ru,
Институт проблем проектирования в микроэлектронике РАН

Составление множества функций при формировании отладочных тестов для цифровых систем управления объектами¹

Рассматриваются управляющие цифровые системы, функционирование которых может быть представлено в виде выполнения последовательности функций из конечного алфавита. Для отладки проектов таких систем методом моделирования необходимо формирование некоторого набора тестовых воздействий на моделируемую систему для проверки правильности ее функционирования. Данная работа посвящена формированию тестовых наборов для проверки правильности выполнения последовательности функций. Показано, что на множестве допустимых последовательностей функций определена частичная полугруппа. Множество слов в конечном алфавите функций может быть задано некоторой праволинейной грамматикой. Допустимые последовательности формализуются путем введения графа функций, задающего возможные для выполнения функции для различных состояний цифровой системы. Если допустимость последовательного выполнения двух функций зависит от выполненных ранее функций и состояния цифровой системы, то некоторые функции должны быть разделены на подфункции. Рассматривается методика этого процесса. Предлагается метод составления множества функций цифровой системы, при котором возможно представление допустимых последовательностей функций в виде графа. Сформированный граф функций совместно с множествами входных взаимодействий для каждой функции цифровой системы задают спецификацию внешнего поведения цифровой системы. Предлагаемый метод проиллюстрирован на примере формирования множества функций цифровой системы управления чертежным автоматом. Предлагается метод формирования набора тестов на основе графа функций.

Ключевые слова: отладка методом моделирования, цифровые системы, алфавит функций, графовое представление последовательности функций

Введение

При проектировании цифровых систем управления объектами для отладки проектов широко используется метод моделирования [1–4]. На компьютерную модель цифровой системы подаются некоторые входные воздействия, а реакция модели проектируемой системы проверяется на соответствие техническому заданию. В связи с тем, что выполнение какой-либо функции может быть инициировано не только входным сигналом цифровой системы управления, но и самой цифровой системой, в качестве аргументов функционирования цифровых систем могут рассматриваться входные взаимодействия — последовательности сигналов, включающие как входные сигналы цифровой системы управления, так и ее выходные сигналы управления обменом [5]. При отладке методом моделирования важной задачей является выбор конечного числа конечных по времени тестовых входных взаимодействий (тестовых примеров).

В работе [5] показано, что функционирование цифровых систем управления объектами может быть представлено как последователь-

ность выполняемых функций, каждая из которых задается подачей на цифровую систему некоторого входного взаимодействия. Иными словами, каждая цифровая система выполняет некоторую последовательность функций из конечного алфавита $\mathbf{K}$, причем выполнение каждой функции вызывается одним из входных взаимодействий определенного класса. Входные взаимодействия, задающие выполнение цифровой системой функции $k \in \mathbf{K}$, могут различаться значениями данных, временными соотношениями между отдельными сигналами в допустимых пределах, могут иметь и другие различия.

Отладочные тестовые примеры должны осуществлять проверку как правильности выполнения цифровой системой всех ее функций из множества $\mathbf{K}$, так и правильности выполнения допустимых последовательностей функций $f \in \mathbf{F}$, где $\mathbf{F}$ — множество допустимых последовательностей функций из множества $\mathbf{K}$. Алгоритм формирования минимального полного набора отладочных тестов для проверки правильности выполнения функций множества $\mathbf{K}$ предложен и проанализирован в работе [4]. Задачей данной работы является разработка метода формирования отладочного набора тестов для проверки правильности выполнения допустимых последовательностей функций.

¹ Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 17-07-00683.

Формальное представление множества последовательностей выполняемых функций

Рассматривая последовательное выполнение функций k_i и k_j как операцию умножения $\cdot$, а последовательность $k_i k_j$ — как произведение, можно сказать, что на множестве последовательностей выполняемых функций F определена полугруппа, в общем случае частичная.

Рассмотрим полугруппу $\langle F, \cdot \rangle$, в общем случае частичную, с конечным множеством K порождающих элементов k .

При этом возможны три случая.

1. Произведение $f_i \cdot f_j$ определено для всех $f_i \in F, f_j \in F$. В этом случае полугруппа $\langle F, \cdot \rangle$ является полной.

2. Произведение $f_i \cdot f_j$ определено, если f_i и f_j могут быть представлены как $f_i = k_{i_1} \cdot k_{i_2} \cdot \dots \cdot k'_{i'}$, $f_j = k'' \cdot k_{j_2} \cdot \dots \cdot k_{j_l}$, причем произведение $k' \cdot k''$ существует. В этом случае вопрос о существовании $f_i \cdot f_j$ сводится к вопросу о существовании произведений $k' \cdot k''$, где $k' \in K, k'' \in K$.

3. Произведение $f_i \cdot f_j$ определено, если существуют произведения $k_{i_1} \cdot k_{i_2} \cdot \dots \cdot k' \cdot k''$, $k_{i_1} \cdot k_{i_2} \cdot \dots \cdot k' \cdot k'' \cdot k_{j_2}$, ..., $k_{i_1} \cdot k_{i_2} \cdot \dots \cdot k' \cdot k'' \cdot k_{j_2} \cdot \dots \cdot k_{j_l}$. В этом случае вопрос о существовании $f_i \cdot f_j$ сводится к вопросу о существовании произведения $f \cdot k$, где $f \in F, k \in K$.

Третий случай является наиболее общим, в связи с чем проведем его анализ.

Проектируемые цифровые системы всегда имеют конечное множество внутренних состояний. В связи с этим все существующие произведения могут быть заданы конечным числом правил.

Множество F есть множество слов в конечном алфавите K , которое может быть задано некоторой праволинейной грамматикой [6] с конечным числом правил вывода. Множество допустимых слов F может быть задано конечным инициальным автоматом без выходов

$$A = (K, X, x_n, \varphi), \quad (1)$$

где K — множество входных символов; X — множество состояний автомата A ; x_n — начальное состояние, $x_n \in X$; $\varphi: K \times X \rightarrow X$ — частичное переходное отображение.

Слова множества F могут заканчиваться любым символом из K . В связи с этим любое состояние из X может являться заключительным. Каждому состоянию $x, x \in X$, соответствует подмножество $F^x, F^x \subset F$, слов, заканчивающихся в состоянии x .

Автомат A задает все возможные последовательности функций, выполняемые цифровой системой, т. е. множество допустимых слов F . Будем называть автомат A автоматом функций. Графическое задание автомата A в виде диаграммы переходов является наиболее наглядным и простым для использования разработчиками цифровой аппаратуры. Спецификации на входные взаимодействия цифровой системы могут определяться заданием множества входных взаимодействий, соответствующих каждой функции $k, k \in K$ [7], и автомата функций A .

Анализ последовательностей выполняемых функций на примере цифровой системы управления чертежным автоматом

Проиллюстрируем вышесказанное на примере цифровой системы управления несложным чертежным автоматом, рассмотренным в работе [4]. Чертежный автомат включает плоский планшет, на котором осуществляется вычерчивание, два шаговых двигателя, которые управляют движением головки, в держатели которой устанавливается два пера. Головка может перемещаться параллельно плоскости планшета в поднятом положении или с одним опущенным пером (собственно вычерчивание). Имеются концевые выключатели, которые выдают некоторый сигнал при достижении каким-либо пером крайнего положения. Предусмотрены также кнопки "Ввод" и "Стоп", нажимаемые оператором при начале сеанса вычерчивания и необходимости его останова, и кнопки "П1", "П2" ("Перо 1" и "Перо 2"), " $\uparrow$ ", " $\downarrow$ ", " $\rightarrow$ ", " $\leftarrow$ " для ручного опускания и перемещения вычерчивающих головок, кнопка " $-$ ", при нажатии которой вычерчивается штриховая линия. Предусмотрена также клавиатура, на которой набирается расстояние между установленными в головке перьями по двум координатам. Имеется также цифровая система управления, которая после нажатия кнопки "Ввод" получает команды от компьютера, выдает последовательности сигналов на шаговые двигатели и осуществляет подъем и опускание перьев. Компьютер по каналу связи передает на устройство управления чертежным автоматом последовательность кадров, которые описывают выполняемый чертеж. Каждый кадр является командой для перемещения одной из вычерчивающих головок в опущенном или

поднятом положении по отрезку прямой или дуге окружности. При перемещении в опущенном положении головка осуществляет вычерчивание сплошной, штриховой или штрихпунктирной линии. Система управления должна также реагировать на сигналы концевых выключателей и нажатия управляющих кнопок.

Алфавит функций **К**, выполняемых такой системой, приведен в табл. 1.

Рассмотрим всевозможные пары k_i, k_j с точки зрения существования их произведений (табл. 2). При составлении табл. 2 сделана по-

пытка задать существование произведений $k_i \cdot k_j$ независимо от предыдущих взаимодействий. Такая попытка опирается на опыт проектирования, который показывает, что для многих цифровых систем или блоков это справедливо. Кроме того, при надежном проектировании системы должна быть предусмотрена ее реакция на любую последовательность входных взаимодействий. В случае последовательной

Таблица 2

Возможные произведения $k_i \cdot k_j$ для цифровой системы управления чертежным автоматом
Table 2. Permissible products $k_i \cdot k_j$ for drawing automata digital control system

Перечень функций, выполняемых цифровой системой управления чертежным автоматом
Table 1. List of functions for drawing automata digital control system

Обозначение	Функция
k_1	Ввод и обработка кадра без нажатия кнопки "Стоп" и срабатывания концевых выключателей
k_2	Ввод и обработка кадра без нажатия кнопки "Стоп" со срабатыванием одного или одновременно двух концевых выключателей
k_3	Нажатие кнопки "Ввод" и ожидание отличных от нуля входных данных
k_4	Нажатие кнопок "↑", "↓", "→", "←" и движение головки по горизонтали, вертикали или с наклоном 45 ° при поднятых или одном опущенном перьях (кнопки "П1" или "П2"); вычерчивание штриховой линии (кнопка "— —"; просто опускание и подъем пера при нажатии кнопок "П1", "П2"
k_5	Нажатие кнопки "Стоп" во время ввода и обработки кадра, в том числе оставшейся части кадра, окончание ввода кадра, если происходит его ввод, останов обработки кадра и ввода новых кадров
k_6	Нажатие кнопки "Пуск" и возобновление обработки прерванного кадра
k_7	Ввод данных, выявление символа "Начало чертежа"
k_8	Ввод команды "Конец чертежа" и возврат цифровой системы в исходное состояние
k_9	Изменение сигналов "Поправка X", "Поправка Y"
k_{10}	Обработка оставшейся (в том числе пустой) части кадра после нажатия кнопки "Пуск" без срабатывания концевых выключателей
k_{11}	Обработка оставшейся (в том числе пустой) части кадра после нажатия кнопки "Пуск" со срабатыванием одного или одновременно двух концевых выключателей
k_{12}	Нажатие кнопки "Сброс" во время выполнения функций k_1, k_2, k_3, k_5 (во время ввода кадра), k_7, k_{10}, k_{11} или в промежутке между выполнениями любых функций

Первый элемент пары	Возможные вторые элементы пары	Условия существования произведения
k_1	k_1	Нет
	k_2	Нет
	k_5	Нет
	k_8	Нет
	k_{12}	Нет
k_2	k_4	Движение головки обеспечивает отвод последней от края чертежа
	k_9	Нет
	k_{12}	Нет
k_3	k_7	Нет
	k_{12}	Нет
k_4	k_3	Ранее или после последней k_8 или k_{12} не было k_2, k_5 или k_{11}
	k_4	Нет
	k_6	Ранее было k_2 и k_4 , отводящее головку от края чертежа, k_8 или k_{11} и k_4 , отводящее головку от края чертежа, после чего не было k_8 или k_{12}
k_5	k_9	Нет
	k_{12}	Нет
k_6	k_4	Нет
	k_6	Нет
	k_9	Нет
	k_{12}	Нет
k_7	k_5	Нет
	k_{10}	Нет
	k_{11}	Нет
	k_{12}	Нет
k_8	k_1	Нет
	k_2	Нет
	k_5	Нет
	k_{12}	Нет
k_9	k_3	Нет
	k_4	Нет
	k_9	Нет
	k_{12}	Нет

Первый элемент пары	Возможные вторые элементы пары	Условия существования произведения
k_9	k_3	Ранее или после последней k_8 или k_{12} не было k_2 , k_5 или k_{11}
	k_4	Если ранее было k_{12} или k_{11} , после которых еще не было k_4 , то k_4 должно отводить головку от края чертежа
	k_6	Ранее было k_2 и k_4 , отводящее головку от края чертежа, k_5 или k_{11} и k_4 , отводящее головку от края чертежа, после чего не было k_6 или k_{12}
	k_9 k_{12}	Нет Нет
k_{10}	k_1	Нет
	k_2	Нет
	k_5	Нет
	k_8	Нет
	k_{12}	Нет
k_{11}	k_4	Движение головки обеспечивает ее отвод от края чертежа
	k_9	Нет
	k_{12}	Нет
k_{12}	k_3	Нет
	k_4	Нет
	k_9	Нет
	k_{12}	Нет

подачи двух входных взаимодействий k_i , k_j , физически не допустимых или оставляющих внутреннее состояние неопределенным, должна быть предусмотрена реакция цифровой системы, указывающая на ошибочность (недопустимость) ситуации. В этом случае произведение $k_i \cdot k_j$ существует и учитывается в спецификации. При разработке цифровой системы нет необходимости предусматривать реакцию на какую-то последовательность входных взаимодействий только в том случае, если инициация того или другого входного взаимодействия осуществляется самой цифровой системой или блоком. В нашем случае, например, ввод кадра возможен только после нажатия кнопки "Пуск".

В табл. 2 предусмотрена графа 3, в которую заносится условие существования произведения $k_i \cdot k_j$. Если произведение $k_i \cdot k_j$ существует независимо от предыстории, то условие отсутствует. Наличие условия (произведения $k_2 \cdot k_4$, $k_4 \cdot k_3$, $k_4 \cdot k_6$, $k_9 \cdot k_3$, $k_9 \cdot k_4$, $k_9 \cdot k_6$, $k_{11} \cdot k_4$) указывает на зависимость существования произведений от предыдущих входных взаимодействий.

В случае отсутствия условий для всех произведений в таблице типа табл. 2 имеем второй

случай, когда существование всех $k_i \cdot k_j$ не зависит от предыдущих взаимодействий. Тогда для каждого k_i , $k_i \in \mathbf{K}$, существует подмножество $\mathbf{K}^i$, $\mathbf{K}^i \subseteq \mathbf{K}$ такое, что $k_i \cdot k_j$, где $k_j \in \mathbf{K}^i$, всегда существует. В этом случае на множестве слов $\mathbf{F}$ задано отношение эквивалентности $\circ$, такое что $(f_1, f_2) \in \circ$ тогда и только тогда, когда f_1 и f_2 кончаются на одну букву.

Отношение эквивалентности $\circ$ определяет разбиение $\mathbf{F}$ на классы эквивалентности $\mathbf{F}^i$, $i = 1, 2, \dots, n$, где n — мощность алфавита $\mathbf{K}$. При отождествлении классов $\mathbf{F}^i$, $i = 1, 2, \dots, n$, и $\mathbf{F}^x$, $x \in \mathbf{X}$, и соответственно множества внутренних состояний автомата (1) и множества $\mathbf{K}$ автомат $\mathbf{A}$ может быть заменен автоматом

$$\mathbf{A}' = (\mathbf{K}, \mathbf{K}, x_n, \phi), \quad (2)$$

где $\mathbf{K}$ — множество входных символов и множество внутренних состояний; x_n — начальное состояние, $x_n \in \mathbf{K}$; $\phi: \mathbf{K} \times \mathbf{K} \rightarrow \mathbf{K}$ — частично определенное переходное отображение.

Таблица 3

Разделение функций цифровой системы управления чертежным автоматом на подфункции

Table 3. Subfunctions for drawing automata digital control system functions

Начальные функции	Новые функции	Описание новых функций
k_4	k_4^1	Передвижение головки в исходном состоянии без прерванного кадра
	k_4^2	Передвижение головки после срабатывания концевого выключателя, головка находится у края чертежа
	k_4^3	Передвижение головки после срабатывания концевого выключателя, головка отведена от края чертежа
	k_4^4	Передвижение головки после останова работы чертежного автомата нажатием кнопки "Стоп"
k_9	k_9^1	Изменение поправок в исходном состоянии без прерванного кадра
	k_9^2	Изменение поправок после срабатывания концевого выключателя, головка находится у края чертежа
	k_9^3	Изменение поправок после срабатывания концевого выключателя, головка отведена от края чертежа
	k_9^4	Изменение поправки после останова работы чертежного автомата нажатием кнопки "Стоп"

Каждое внутреннее состояние $k, k \in \mathbf{K}$ задает множество слов, заканчивающихся на букву k .

Представление автомата функций в виде (2) весьма удобно как при составлении спецификаций на входные взаимодействия, так и при использовании для выбора отладочных тестов.

В связи с этим попробуем привести табл. 2 к таблице без условий путем разделения элементов множества $\mathbf{K}$, для которых имеются условия существования $k_i \cdot k_j$ в табл. 2, на несколько подэлементов (табл. 3).

Разделение элементов k_i на подэлементы и формирование нового алфавита $\mathbf{K}$ осуществлено в соответствии с различными внутренними состояниями автомата функций $\mathbf{A}$. Полученная табл. 4 задает автомат вида $\mathbf{A}'$.

Любую таблицу типа табл. 2 можно привести к виду табл. 4 путем разделения некоторых элементов алфавита $\mathbf{K}$ на подэлементы. При этом всегда существует физический смысл в

таком разделении, связанный с различными внутренними состояниями цифровой системы или ее части.

Методика формирования автомата функций

Автомат $\mathbf{A}'$ является неприведенным. В целях упрощения выделим в $\mathbf{A}'$ классы эквивалентных состояний [8] и заменим каждый класс на одно состояние. Применительно к автомату вида (2) приведение означает выделение таких подмножеств $\hat{\mathbf{K}}$ состояний, $\hat{\mathbf{K}} \subset \mathbf{K}$, что для всех $\hat{k}, \hat{k} \in \hat{\mathbf{K}}$, отображение $\varphi(k, \hat{k})$ определено для одинакового подмножества $\hat{\mathbf{K}}$ входных символов, и замену подмножеств $\hat{\mathbf{K}}$ одним состоянием. Выделение подмножеств $\hat{\mathbf{K}}$ может быть осуществлено по табл. 4 путем поиска одинаковых наборов функций в графе (2). После приведения автомата $\mathbf{A}'$ получим автомат функций

$$\mathbf{A}'' = (\mathbf{K}, \mathfrak{R}, x_n, \varphi: \mathbf{K} \times \mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}),$$

где $\mathbf{K}$ — алфавит функций; $\mathfrak{R}$ — множество подмножеств $\mathbf{K}$, причем $\mathbf{K} = \bigcup \hat{\mathbf{K}}_i$, $\overline{\mathbf{K}}_{i_1} \cap \overline{\mathbf{K}}_{i_2} = \emptyset$ при $\overline{\mathbf{K}}_{i_1} \neq \overline{\mathbf{K}}_{i_2}$; $\mathfrak{R}$ — множество состояний приведенного автомата; x_n — начальное состояние, $x_n \in \mathfrak{R}$.

Для дальнейшего упрощения автомата $\mathbf{A}''$ можно вновь полностью или частично объединить функции k — символы входного алфавита, соответствующие подаче одних и тех же входных взаимодействий в различных состояниях цифровой системы. Кроме того, можно объединить k_i и k_j — элементы входного алфавита, если все помеченные ими ребра в графе переходов автомата $\mathbf{A}''$ всегда начинаются и заканчиваются в одних и тех же вершинах. Однако окончательное решение об объединении таких ребер принимает разработчик на основе физического смысла входных взаимодействий.

После проведения последней операции — объединения ряда ребер с соответствующим объединением элементов алфавита $\mathbf{K}$ — получим окончательный вид автомата функций:

$$\mathbf{A}_\Phi = (\mathbf{K}, \mathbf{X}, x_n, \varphi: \mathbf{K} \times \mathbf{X} \rightarrow \mathbf{X}), \quad (3)$$

где $\mathbf{K}$ — модифицированный алфавит входных символов — функций цифровой системы; $\mathbf{X}$ — множество внутренних состояний; x_n — начальное состояние, $x_n \in \mathbf{X}$; φ — частично определенное переходное отображение.

Таблица 4

Возможные произведения $k_i \cdot k_j$ для цифровой системы управления чертежным автоматом после модификации алфавита функций

Table 4. Permissible products $k_i \cdot k_j$ for drawing automata digital control system after function alphabet modification

Первый элемент пары	Возможные вторые элементы пары
k_1	$k_1, k_2, k_5, k_8, k_{12}$
k_2	k_4^2, k_9^2, k_{12}
k_3	k_7, k_{12}
k_4^1	$k_3, k_4^1, k_9^1, k_{12}$
k_4^2	$k_4^3, k_6, k_9^3, k_{12}$
k_4^3	$k_4^2, k_6, k_9^3, k_{12}$
k_4^4	$k_4^4, k_6, k_9^4, k_{12}$
k_5	$k_4^4, k_6, k_9^4, k_{12}$
k_6	$k_5, k_{10}, k_{11}, k_{12}$
k_7	k_1, k_2, k_5, k_{12}
k_8	$k_3, k_4^1, k_9^1, k_{12}$
k_9^1	$k_3, k_4^1, k_9^1, k_{12}$
k_9^2	k_4^2, k_9^2, k_{12}
k_9^3	$k_4^3, k_6, k_9^3, k_{12}$
k_9^4	$k_4^4, k_6, k_9^4, k_{12}$
k_{10}	$k_1, k_2, k_5, k_8, k_{12}$
k_{11}	k_4^2, k_9^2, k_{12}
k_{12}	$k_3, k_4^1, k_9^1, k_{12}$

Автомат функций вида (3) вместе с множествами $\mathbf{M}^k$ входных взаимодействий, соответствующих каждой функции k [7], является формальной спецификацией входных взаимодействий $\mathbf{M}$. При этом задание множества входных взаимодействий в виде $\mathbf{M} = (\mathbf{F}, \{\mathbf{M}^k\})$ заменяется следующим образом:

$$\mathbf{M} = (\mathbf{K}, \mathbf{A}_\Phi, \{\mathbf{M}^k | k \in \mathbf{K}\}), \quad (4)$$

где $\mathbf{K}$ — алфавит функций; $\mathbf{A}_\Phi$ — автомат функций вида (3), определяющий допустимые последовательности функций $\mathbf{F}$; $\mathbf{M}^k$ — множество входных взаимодействий, соответствующих k -й функции цифровой системы или блока.

Методика получения автомата функций по неформальному описанию работы цифровой системы или блока, приводимому в ТЗ, состоит в следующем.

1. Выделить перечень функций и соответствующие входные взаимодействия (аналогично табл. 1).

2. Составить таблицу возможных последовательных пар функций с указанием условий существования таких пар в виде, аналогичном табл. 2.

3. Разбить элементы перечня функций на подфункции либо по физическому смыслу, либо в зависимости от состояния системы, в котором инициируется второе входное взаимодействие пары, таким образом, чтобы можно было задать возможные пары функций независимо от предыстории работы (аналогично табл. 3, 4).

4. Объединить эквивалентные состояния полученного автомата функций, т. е. строки табл. 4 с одинаковым перечнем функций во втором столбце.

5. Объединить функции, разделенные на этапе 3, и, возможно, другие функции, всегда параллельные на графе переходов автомата функций.

Следует отметить, что выделение набора функций цифровой системы — в определенной степени процесс субъективный. Так, в случае чертежного автомата ввод кадра может быть представлен как последовательный ввод ряда чисел; ввод кадра и его отработка могут быть объединены в одну функцию. Однако, несмотря на различный вид автомата функций $\mathbf{A}_\Phi$ при выборе различных множеств $\mathbf{K}$ в связи с однозначностью требований к поведению цифровой системы получаемая спецификация входных взаимодействий приведет к проверке функционирования отлаживаемой системы одинаковым образом.

Предлагаемый подход к тестированию последовательностей выполнения функций цифровых систем

Для задания отладочных тестов в спроектированной цифровой системе необходимо выделить классы внутренних состояний $[x_i]$, гомоморфные каждому внутреннему состоянию x_i автомата функций $\mathbf{A}_\Phi$. Множество отладочных тестов должно быть составлено таким образом, чтобы для каждого x_i , $x_i \in \mathbf{X}$, автомата $\mathbf{A}_\Phi$ предусматривалась поочередная подача входных взаимодействий, соответствующих функциям ребер, выходящих из x_i на графе переходов автомата $\mathbf{A}_\Phi$. При этом в процессе моделирования необходимо убедиться, что при установке автомата $\mathbf{A}_\Phi$ в любое состояние из $[x_i]$ и подаче отладочного теста k_j автомат $\mathbf{A}_\Phi$ переходит в одно из состояний $[\varphi(k_j, x_i)]$ и выдает правильное выходное воздействие. Такой метод выбора отладочных тестов соответствует тестированию всех переходов автомата функций спецификации.

Список литературы

1. Lin Yi-Li, Su Alvin W. Y. Functional Verification for SoC Software/Hardware Co-Design: From Virtual Platform to Physical Platform // 2011 IEEE International SOC Conference (SOCC). P. 201—206.
2. Shi Jin, Liu Weichao, Jiang Ming et al. Software Hardware Co-Simulation and Co-Verification in Safety Critical System Design // 2013 IEEE International Conference on Intelligent Rail Transportation (ICIRT). P. 71—74.
3. Кашеев Н. И., Пономарев Д. М., Подъяблонский Ф. М. Построение тестов цифровых схем с использованием обобщенной модели неисправностей и непрерывного подхода к моделированию // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011. № 3 (2). С. 72—77.
4. Иваников А. Д. Формирование отладочного набора тестов для проверки функций цифровых систем управления объектами // Мехатроника, автоматизация, управление. 2017. Т. 18, № 12. С. 795—801.
5. Иваников А. Д., Стемпковский А. Л. Формализация задачи отладки проектов цифровых систем // Информационные технологии. 2014. № 9. С. 3—10.
6. Оллонгрен А. Определение языков программирования интерпретирующими автоматами. М.: Мир, 1977. 288 с.
7. Иваников А. Д., Северцев В. Н. Математическая модель множества входных воздействий цифровых систем при их моделировании на уровне логических сигналов // Информационные технологии. 2018. Т. 24, № 10. С. 627—632.
8. Иванов Н. Н., Михайлов Г. И., Руднев В. В., Таль А. А. Конечные автоматы: эквивалентность и поведение. М.: Наука, 1984. 192 с.

Control Digital System Function Set Defining While Debugging Tests Development

A. D. Ivannikov, adi@ippm.ru,

Institute for Design Problems in Microelectronics of the Russian Academy of Sciences,
Moscow, 124365, Russian Federation

Corresponding author: **Ivannikov Aleksandr D.**, D. Sc., Head Scientific Researcher,
Institute for Design Problems in Microelectronics of the Russian Academy of Sciences, Moscow,
124365, Russian Federation, e-mail: adi@ippm.ru

Accepted on August 30, 2018

Abstract

Digital control systems are considered, the functioning of which can be represented as a sequence of functions from a finite alphabet. For such systems projects debugging by simulation it is necessary to generate some set of tests for the applying on the simulated system to verify that it is functioning correctly. This paper is devoted to the development of test sets for function successions correctness. It is shown that on admissible function successions partly defined semigroup exists. There exists also word set on limited alphabet of functions, and they could be defined by some right liner grammar. Admissible successions are formally described by the graph of functions. Such a graph defines admissible functions for all digital system states. Digital system function set development is proposed in a way that admissible function successions could be defined as a graph. If the admissibility of two functions fulfillment one after another depends on previously fulfilled functions and the digital system internal state, then some functions should be divided into several subfunctions. The method of such a process is described. Developed graph of functions together with input interaction set for each digital system function define specification for digital system behavior. Proposed method is illustrated on the drawing machine control digital system functions development. The method of test set development on graph function is proposed.

Keywords: debugging by simulation, digital systems, function alphabet, graph representation of function successions

For citation:

Ivannikov A. D. Control Digital System Function Set Defining for Debugging Tests Development, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 12, pp. 770–776.

DOI: 10.17587/mau.19.770-776

References

1. Lin Yi-Li, Su Alvin W. Y. Functional Verification for SoC Software / Hardware Co-Design: From Virtual Platform to Physical Platform, *2011 IEEE International SOC Conference (SOCC)*, pp. 201–206.
2. Shi Jin, Liu Weichao, Jiang Ming et al. Software Hardware Co-Simulation and Co-Verification in Safety Critical System Design, *2013 IEEE International Conference on Intelligent Rail Transportation (ICIRT)*, pp. 71–74.
3. Kasheev N. I., Ponomarev D. M., Podyablonsky F. M. Postroenie testov cifrovih chem s ispolsovaniem obobshchennoy modeli neispravnostei i neprerivnogo podhoda k modelirovaniu (Digital circuits tests generation based on generalized malfunction model

and continuous simulation approach), *Vestnik Nijegorodskogo Universiteta*, 2011, no. 3 (2), pp. 72–77 (in Russian).

4. **Ivannikov A. D.** Formirovanie otladochnogo nabora testov dlya proverki funktsiy cifrovih sistem upravleniya obektami (Debugging Input Set Generation for Testing of Control Digital Systems Functions), *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2017, vol. 18, no. 12, pp. 795–801 (in Russian).

5. **Ivannikov A. D., Stempkovsky A. L.** Formalizatsiya zadachi otladki projektov cifrovih sistem (Formal model of digital system design debugging task), *Informacionnye Tekhnologii*, 2014, no. 9, pp. 3–10 (in Russian).

6. **Ollongren A.** Opredelenie yazikov programmirovaniya interpretiruushimi avtomatami (Programming Languages Definition by Interpretation Automata), Moscow, Mir, 1977, 288 p.

7. **Ivannikov A. D., Severcev V. N.** Matematicheskaya model mnojestva vhodnih vozdeistviy cifrovih sistem pri ih modelirovanii na urovne logicheskikh signalov (Mathematical Model of Digital System Input Impact Set while Modelling on Logical Signal Level), *Informacionnye Tekhnologii*, 2018, no. 10, pp. 627–632 (in Russian).

8. **Ivanov N. N., Mikhailov G. I., Rudnev V. V., Tal A. A.** Konechnie avtomati: ekvivalentnost i povedenie (Finite automata: equivalence and behavior), Moscow, Nauka, 1984, 192 p. (in Russian).

В. Я. Распопов, д-р. техн. наук, зав. кафедрой, tgupu@yandex.ru,

А. В. Ладонкин, канд. техн. наук, доц., tlsandos@rambler.ru,

В. В. Лихошерст, канд. техн. наук, доц., lvv_01@inbox.ru,

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего образования
"Тульский государственный университет"

Конкурентоспособный волновой твердотельный гироскоп с металлическим резонатором¹

Рассмотрены конструкция и особенности изготовления волнового твердотельного гироскопа-датчика угловой скорости (ВТГ-ДУС) с металлическим резонатором, для возбуждения и детектирования колебаний которого применены пьезоэлементы.

Так как технические характеристики ВТГ в основном определяются резонатором, его конструкция является определяющей в составе ВТГ. Для изготовления высокочастотного металлического резонатора ВТГ с заданными свойствами хорошим выбором является прецизионный сплав 21НКМТ-ВИ. Устранение дефектов изготовления резонатора, которые приводят к разночастотности и разнородности, достигается балансировкой. Базовым методом является балансировка по 4-й форме распределения дефектов масс. Калибровка ВТГ с блоком электроники является завершающим этапом изготовления ВТГ, в результате которой достигается: обеспечение условия резонансной настройки чувствительного элемента, определение коэффициентов обратных связей контура удержания колебаний, определение метрологических характеристик ВТГ и получение функции коррекции выходного сигнала от различных параметров после проведения комплекса испытаний.

При определении функции коррекции учитывался тот факт, что сигналы подавления квадратурной и кориолисовой составляющих являются не абсолютно независимыми, а в какой-то мере смешанными. При демодуляции сигнала узла на квадратурную и кориолисовую составляющие приходится анализировать сигнал, прошедший через пьезоэлементы, усилители и АЦП. Каждый из этих элементов может вносить зависящий от температуры фазовый сдвиг в сигнал узла. Частично этот фазовый сдвиг может быть учтен, но не с абсолютной точностью. Поэтому выходной сигнал ВТГ необходимо рассматривать как линейную комбинацию сигналов квадратурной и кориолисовой составляющих сигнала компенсации. Для уменьшения амплитуды шумовых составляющих выходного сигнала возможно применение различных типов сглаживающих фильтров.

Результаты испытаний разработанного ВТГ-ДУС подтверждают его конкурентоспособность по сравнению с иностранным аналогом. Вся электроника управления может быть построена на отечественной элементной базе.

Ключевые слова: гироскоп, волновой, твердотельный, резонатор, балансировка, калибровка, изготовление, испытания

Введение

В статье Дж. Х. Брайана "О биении колебаний вращающегося цилиндра или конуса", опубликованной в трудах Кембриджского философского общества в 1892 г. [1], приведено математическое описание природы биений, возникающих на кромке колеблющейся оболочки, установленной на вращающемся основании.

Прибор, использующий свойства инертности стоячей волны вибрирующей оболочки и

ее прецессии под действием сил инерции Кориолиса [2], получил название волнового твердотельного гироскопа (ВТГ).

Брайан рассмотрел случай равномерного вращения вибрирующей оболочки. Д. Линч (США) [3] доказал справедливость эффекта Брайана и для переменной скорости вращения оболочки. Теоретическое доказательство применимости эффекта Брайана для любого закона вращения оболочки было выполнено В. Ф. Журавлевым и Д. М. Климовым [4].

Достоинства ВТГ (относительная простота конструкции при сравнительно небольших габаритных размерах, массе и потребляемой мощности, высокая точность при малых слу-

¹Результаты исследования опубликованы при финансовой поддержке ТулГУ в рамках научного проекта № 8719 от 18.12.2017 г.

чайных погрешностях, способность работать в сложных условиях эксплуатации и др.) делают его одним из наиболее перспективных гироскопических приборов [5, 6].

Многолетний опыт разработок ВТГ в разных странах, в том числе в России, показал, что они проводятся в двух основных направлениях [6, 7], связанных с особенностями внутреннего трения в материалах, используемых для изготовления резонаторов ВТГ.

Точные ВТГ для навигации и наведения могут быть созданы только на базе резонаторов из кварцевого стекла, обладающих высокой добротностью и изотропией упругих свойств, и характеризуются значениями нестабильности смещения нуля $\leq 0,01$ °/ч. Изготовление подобных ВТГ требует применения сложных технологий механической, термической и химической обработок, и, как следствие, себестоимость их изготовления высока.

Второе направление связано с созданием ВТГ на базе резонаторов из металла (металлических сплавов). Уровень внутреннего трения у металлов на 2...3 порядка больше, и изготовленные из них резонаторы имеют характеристики хуже, чем из кварцевого стекла. Однако ВТГ с подобными резонаторами обеспечивают нестабильность смещения нуля в пределах (0,1...15) °/ч, достаточную для решения задач тактического класса. Существуют задачи, для которых допустимо значение нестабильности смещения нуля гироскопа > 15 °/ч. Себестоимость этих гироскопов значительно меньше, чем ВТГ с резонатором из кварцевого стекла.

К настоящему времени опубликовано значительное число монографий, статей, патентов, материалов диссертаций и докладов по проблематике ВТГ, наиболее полная библиография которых приведена в работе [7], являющейся развитием ранее изданных монографий [8—10].

В немногочисленных статьях, например [11—16], по разработкам волнового твердотельного гироскопа-датчика угловой скорости (ВТГ-ДУС) с металлическим резонатором содержится информация о реализованных конструкциях ВТГ, а также решения некоторых важных, частных задач по разработке этих гироскопов.

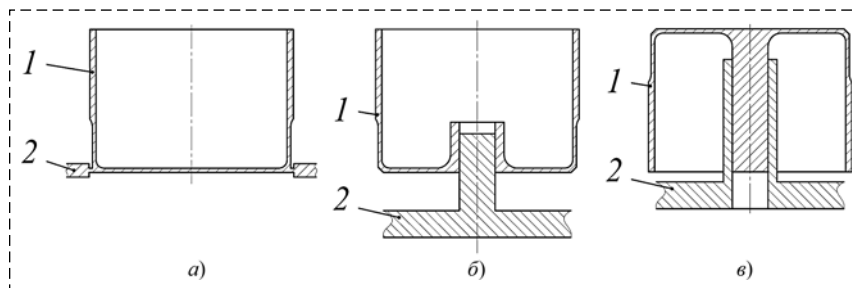


Рис. 1. Типовые формы резонаторов:

а — "Стакан"; б — "Рюмка" ("Бокал"); в — "Гриб" (1 — резонатор; 2 — основание)

Fig. 1. Typical forms of resonators:

а — "Glass"; б — "Wineglass"; в — "Mushroom" (1 — resonator; 2 — base)

Резонатор

В осесимметричных резонаторах, таких как представленный на рис. 1, или резонаторах других конфигураций (полусферических, тороидальных) упругая волна возбуждается на второй моде колебаний резонатора с заданной амплитудой, которая стабилизируется с помощью системы автоматического управления амплитудой и фазой.

Эта стоячая волна (рис. 2) имеет четыре пучности a, g, e, c , расположенные на осях x, y и четыре узла b, h, f, d на осях x_1, y_1 , в которых

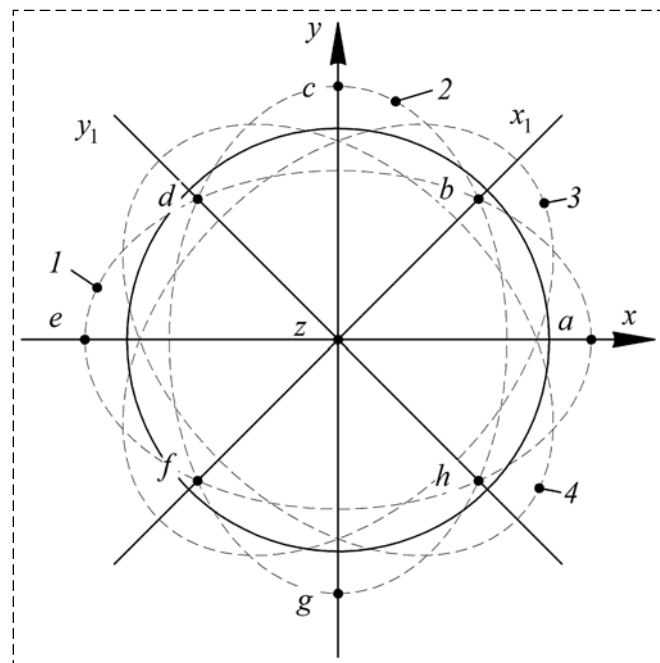


Рис. 2. Схема расположения первичных и вторичных вибраций резонатора:

1, 2, 3, 4 — эллиптические моды

Fig 2. The layout of the primary and secondary vibrations of the resonator:

1, 2, 3, 4 — elliptical modes

амплитуды колебаний максимальны и минимальны соответственно.

Первая вибрационная мода 1, 2 показана для двух моментов времени относительно недеформированной кромки резонатора, которая к концу полупериода переходит от эллипса 1 к эллипсу 2. Вращение гироскопа вокруг оси z приводит к возникновению сил инерции Кориолиса, которые вызывают смещение вибрационных пучностей относительно окружности кромки резонатора. Иными словами, вращение резонатора вызывает вторичные вибрации в форме эллиптической моды 3, 4, для которой главные оси x_1, y_1 расположены под углом 45° к осям x, y . Вибрация проходит от эллипса 3 к эллипсу 4 в конце полупериода. По осям x_1, y_1 расположены измерители перемещений (детектирующие элементы) кромки резонатора, сигналы которых характеризуют угловую скорость и/или угол поворота вокруг оси z .

Для возбуждения и детектирования колебаний применяют преобразователи различной физической природы. Предпочтительно использование преобразователей, работающих и как датчики перемещений, и как датчики силы. Например, в пьезоэлектрических преобразователях используются прямой и обратный пьезоэффекты.

На рис. 3 в соответствии с рис. 2 приведена функциональная схема работы гироскопа в режиме силовой компенсации в предположении, что в качестве преобразователей используются пьезоэлементы 1 (a, b, c, d, e, f, g, h), расположенные на одной из торцевых поверхностей резонатора 2 (см. рис. 1, б, в). Генератор 3 (рис. 3) электрических сигналов возбуждает пьезоэлементы 1a, 1e, расположенные по оси X пучностей первой вибрационной моды. Измерительный блок 4 сравнивает амплитуду первой вибрационной моды с заданным значением и передает на генератор 3 сигнал рассогласования, обеспечивая режим регулирования амплитуды. Вторая вибрационная мода при вращении гироскопа ориентирована по осям X_1, Y_1 . Измерительный блок 5 принимает сигналы с пьезоэлементов 1b, 1f. Управляющий блок 6 принимает от блока 5 сигнал, пропорциональный амплитуде узла по оси X_1 , и формирует управляющий (компенсирующий) сигнал на пьезоэлементы 1d, 1h, расположенные по оси y_1 (вторая ось узла второй вибрационной моды резонатора) для сведения к нулю амплитуды сигналов, детектированных

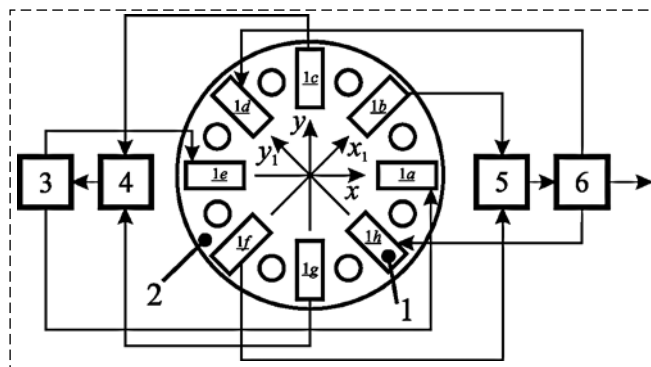


Рис. 3. Функциональная схема электроники режима силовой компенсации:

1 — пьезоэлемент (8 шт.); 2 — резонатор; 3 — генератор; 4, 5 — измерительные блоки; 6 — управляющий блок

Fig. 3. Functional diagram of the compensation mode electronics:
1 — piezoelectric element (8 pcs.); 2 — resonator; 3 — generator; 4, 5 — measuring blocks; 6 — control unit

блоком 5. Этот блок на основе компенсирующего сигнала вырабатывает сигнал, пропорциональный угловой скорости Ω .

Прототипом многих разработок ВТГ является конструкция гироскопа компании *Innalabs, Ltd* (рис. 4) [7]. Конструкция резонатора (рис. 5) включает кольцо 1, которое формирует рабочую зону в виде вибрирующей кромки резонатора, подвес 2, представляющий единое целое с дном резонатора и элементом 4 узла крепления с основанием (корпусом). Подвес имеет толщину меньше, чем у кольца. По наружной поверхности дна размещены через 45° восемь пьезоэлементов 3.

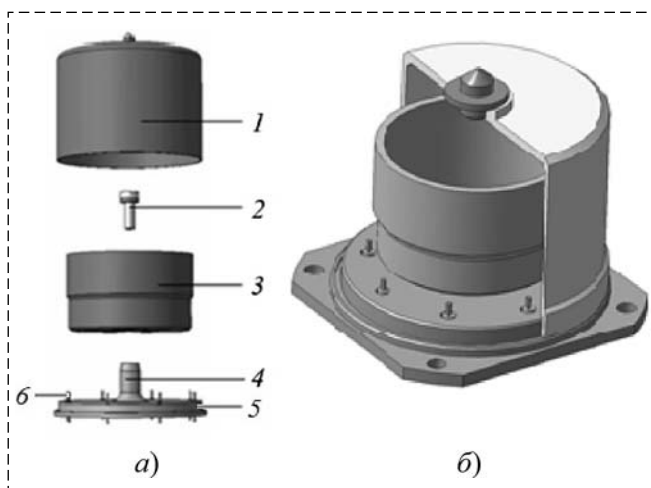


Рис. 4. Элементы (а) и общий вид (б) ВТГ (Innalabs, Ltd):

1 — кожух (крышка); 2 — винт; 3 — резонатор; 4 — элемент ("ножка") узла крепления; 5 — основание; 6 — гермовывод

Fig. 4. Elements (a) and general view (b) of CVG (Innalabs, Ltd):
1 — housing; 2 — the screw; 3 — resonator; 4 — the element of the fastening unit; 5 — base; 6 — hermetic outlet

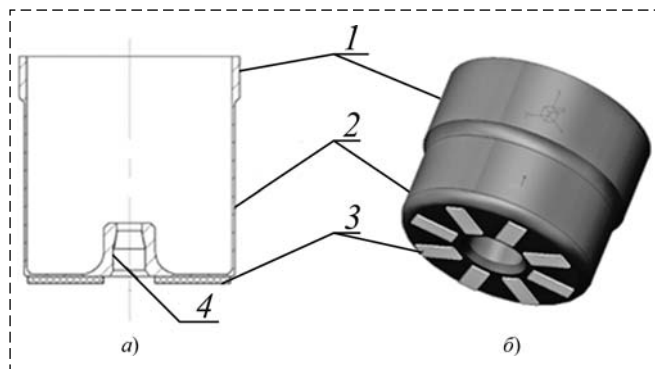


Рис. 5. Разрез (а) и общий вид (б) цилиндрического резонатора:
1 — кольцо; 2 — подвес; 3 — пьезоэлемент; 4 — элемент крепления с корпусом

Fig. 5. The cut view (a) and the general view (b) of the cylindrical resonator:

1 — ring; 2 — suspension; 3 — piezoelectric element; 4 — fastening element with body

Возбуждение изгибных колебаний в рабочей зоне резонатора с образованием стоячей волны осуществляется двумя парами пьезоэлементов, линии расположения которых ориентированы под углом 90° друг к другу.

Пары пьезоэлементов, повернутые по отношению друг к другу также на 90° , но сдвинутые по отношению к пьезоэлементам возбуждения на 45° , образуют группу измерительных пьезоэлементов.

При условии, что резонатор представляет идеальный двумерный осциллятор, физической моделью которого является кольцо или цилиндр, чьи колебания подчиняются тем же закономерностям, выделяются две оси: легкая, вдоль которой собственная частота колебаний

максимальна, и тяжелая, вдоль которой эта частота минимальна. Эти оси расположены под углом 45° друг к другу, т. е. совпадают с направлениями пучностей и узлов возбуждаемой волны. Разная частотность (разночастотность) имеет значения (2...10) Гц.

Оси, по которым ориентированы (закреплены) пьезоэлементы или любые другие возбуждающие и измерительные элементы, называются физическими осями. Эти оси должны совпадать с так называемыми электрическими осями, вдоль которых направлены фактические оси электрической симметрии элементов возбуждения и измерения. В реальном резонаторе физические и электрические оси могут находиться на угловом расстоянии от 1 до 22° . В реальном производстве резонаторы далеки от своих теоретических моделей.

В качестве примера для схемы резонатора, представленной на рис. 6, с номинальными размерами, приведенными в табл. 1, для материала *AISI 304* методом конечно-элементного моделирования для второй формы колебаний получено значение собственной частоты $\omega_0 = 4458,6$ Гц = 28 000 рад/с. Этим же методом выполнен анализ влияния отклонений от номинальных размеров резонатора на изменение номинального значения его собственной частоты.

Необходимо иметь в виду, что колебания рабочей зоны резонатора на частоте второй собственной моды сопровождаются дополни-

Таблица 1

Значения размеров и частот резонатора
Table 1. The values of the dimensions and frequencies of the resonator

Обозначение размера	Номинальное значение размера, мм	Отклонение размера, мм	Отклонение частоты, Гц
D1, мм	22	-0,021 (-0,095 %)	-53,8 (-1,21 %)
D2, мм	20,6	+0,021 (+0,101 %)	-67,0 (-1,5 %)
D3, мм	21,6	-0,021 (-0,097 %)	-5,2 (-0,1 %)
H1, мм	16	-0,11 (-0,69 %)	+11,7 (+0,23 %)
H2, мм	0,5	+0,02 (+2 %)	+5,2 (+0,12 %)
		-0,02 (-2 %)	+6,0 (+0,14 %)
H3, мм	10	+0,1 (+1 %)	+4,2 (+0,094 %)
		-0,1 (-1 %)	-2,2 (-0,05 %)

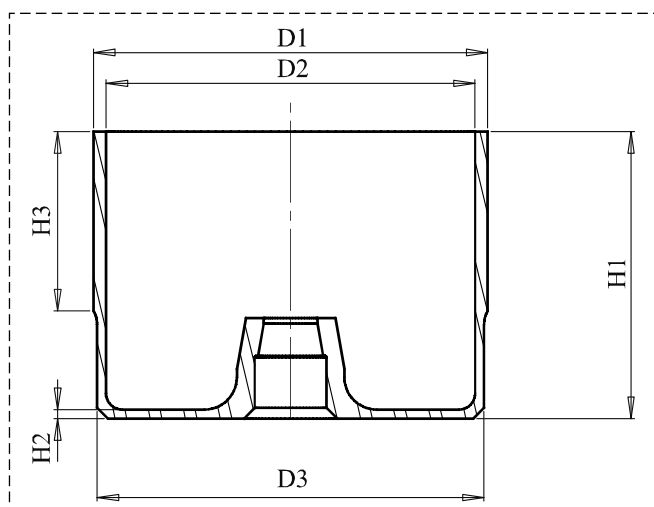


Рис. 6. Характерные размеры резонатора
Fig. 6. Characteristic dimensions of the resonator

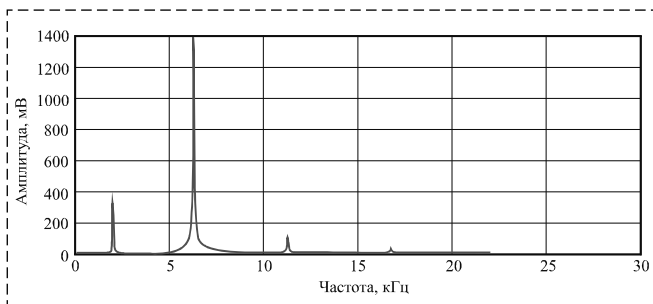


Рис. 7. Амплитудный спектр колебаний резонатора
Fig. 7. Amplitude spectrum of resonator oscillations

тельными, паразитными колебаниями элементов резонатора на боковых частотах, которые необходимо принимать во внимание при его проектировании с учетом внешних вибрационных возмущений [4].

В качестве примера на рис. 7 для резонатора (см. схему на рис. 6) приведен результат экспериментального исследования спектра колебаний резонатора с размерами: $D1 = 23,6$ мм, $D2 = 20,6$ мм, $D3 = 21,5$ мм, $H1 = 16,0$ мм, $H2 = 0,45$ мм, $H3 = 9,0$ мм. Эксперимент показал, что имеются амплитудные пики колебаний на частотах: 1958,127 Гц — мембранная мода колебаний на дне резонатора; (6206, 489...6208,567) Гц — вторая собственная мода; (11224,681...11230, 411) Гц — на "ножке" резонатора; (16706,70...16711,35) Гц — третья собственная мода резонатора.

На рис. 8 (см. вторую сторону обложки) показаны результаты конечно-элементного моделирования распределения деформаций и напряжений в элементах резонатора.

Так как технические характеристики ВТГ в основном определяются резонатором, его конструкция является определяющей в составе ВТГ.

Опытный образец гироскопа

Конструкция

Конструкция гироскопа однотипна с прототипом (см. рис. 4), в качестве которого выбран гироскоп по патенту *US № 7.281.425 B2* фирмы *Innalabs Technologies, Inc*, конструкция которого в вариантах повторена в отечественных разработках (патенты *RU № 2.544.870 C2*, *RU № 2.445.575 C2*, *RU № 151.978 U8*).

Конструкция ВТГ приведена на рис. 9. Резонатор 1 с пьезоэлементами образуют чувствительный элемент прибора, который крепится к жесткому корпусу 3, закрываемому кожухом 2.

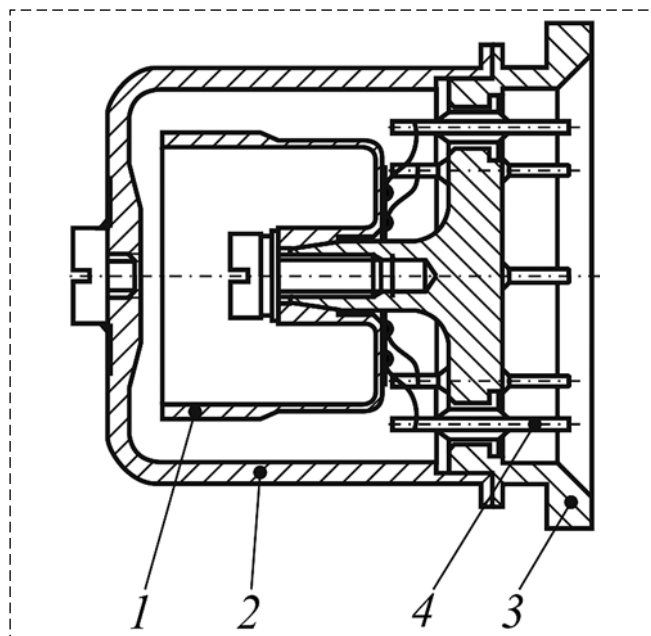


Рис. 9. Конструкция опытного образца ВТГ:

1 — резонатор; 2 — кожух (крышка); 3 — корпус (основание); 4 — гермовывод

Fig. 9. The design of the prototype VTG:

1 — resonator; 2 — casing; 3 — body (base); 4 — hermetic outlet

Герметичность внутренней полости прибора достигается шовной сваркой по периметру стыка между корпусом и кожухом, а также применением гермовыводов 4, через которые осуществляется электрическая связь гироскопа с электрическим блоком управления его работой.

Работа волнового твердотельного гироскопа в режиме ДУС не накладывает ограничений на значение угловой скорости поворота корпуса.

Материал

Для создания гироскопических приборов на основе твердотельных металлических резонаторов требуются материалы, имеющие минимальную температурную зависимость и высокую механическую добротность (Q).

Тщательный выбор сплава, из которого изготовлен чувствительный элемент ВТГ, вызван не только прямым влиянием свойств материала на свойства чувствительного элемента. Для улучшения характеристик резонатора требуются технологические "рычаги" воздействия на структуру металла, доступные в реальном производстве. Это позволяет получать прогнозируемые и повторяемые от партии к партии свойства сплава, следовательно — резонатора. Получение заданных и повторяемых свойств материала заготовки является важнейшим

фактором, обеспечивающим постоянство параметров ВТГ.

Для изготовления высокочастотного металлического резонатора ВТГ с заданными свойствами хорошим выбором является прецизионный сплав 21НКМТ-ВИ. Выбор этого сплава из всего многообразия аналогов сделан на основе систематизации и обобщения современных исследований дисперсионно-твердеющих элинваров и влияния основных легирующих элементов на свойства и структуру при термической обработке. Данный сплав, получающий определенную структуру в результате цикла термической обработки, имеет необходимый для резонатора ВТГ баланс между инварными и элинварными свойствами, высокую добротность, линейные термоупругие свойства, оптимальное структурно-энергетическое состояние [17–20].

Высокая твердость и прочность предъявляют особые требования к технологии и точности механической обработки изделий из этого сплава, механические характеристики которого приведены ниже.

Механические свойства сплава 21НКМТ-ВИ

Временное сопротивление (σ_B), Н/мм ² . . .	1500...1600
Предел текучести (σ_T), Н/мм ²	1500...1600
Твердость (HRC)	40...45
Механическая добротность (Q)	
на воздухе	30...60 · 10 ³
TKЧ × 10 ⁻⁶ 1/°C в интервале температур	
(-40...60 °C)	+3...+3
Плотность (ρ), кг/м ³	7850
Коэффициент внутреннего трения (μ)	0,3
Коэффициент затухания (β)	0,79
Модуль Юнга, Па	1,86 · 10 ¹¹

Изготовление

В табл. 2 представлен общий цикл термической и механической обработки заготовки.

Сборочные единицы гироскопа в соответствии с рис. 9 показаны на рис. 10 (см. вторую сторону обложки). Резонатор 1, на наружной поверхности дна которого наклеиваются пьезоэлементы 2, устанавливается на основание 3 с помощью узла крепления и фиксируется винтом 9 с шайбой 10. С наружной стороны к основанию припаивается вывод заземления 4. Гермыводы 5 представляют собой проводники (электроды), пропущенные через герметичные изоляторы (стеклоспай), которые заключены в металлические оболочки. После установки гермовыводов в основание оболочки пропаиваются по периметру. Внутренние концы электродов соединяются пайкой посеребрёнными проводами с пьезоэлементами. Сборка резонатора закрывается крышкой 6, которая в дальнейшем пропаивается по периметру установки на основание. Отверстие в крышке закрывается заглушкой 8 с уплотнительным кольцом 7.

На рис. 11 (см. третью сторону обложки) показаны сборочные единицы, соответствующие рис. 10, и предварительно собранный чувствительный элемент, который передается на балансировку.

Балансировка

Угловое распределение массы резонатора в зависимости от окружного угла φ можно представить в виде ряда Фурье [4, 8, 21]:

$$M(\varphi) = M_0 + \sum_{i=1}^{\infty} M_i \cos_i(\varphi - \varphi_i),$$

где i — номер формы массового дефекта; M_i — значение i -й формы дефекта; φ_i — угол, определяющий ориентацию данной формы дефекта относительно условного нуля окружного угла.

В работе [22] показано, что на качество балансировки оказывают влияние первые че-

Таблица 2

Совмещенный технологический цикл обработки
Table 2. Combined technological cycle processing

1 этап: закалка	2 этап: обработка холодом	3 этап: механическая обработка	4 этап: отпуск	5 этап: механическая обработка	6 этап: старение
950 °C, 1 ч, среда — вакуум 1·10 ⁻³ мм рт. ст. охлаждение в воду	15 мин в жидком азоте или камера холода — 70 °C, 1 ч	Черновое точение заготовки	575...590 °C, 4 ч, среда — вакуум 1·10 ⁻³ мм рт. ст.; охлаждение с печью до 100 °C, далее на воздухе	Чистовое точение	300...350 °C, 4 ч, среда — вакуум 1·10 ⁻³ мм рт. ст.; охлаждение с печью до 100 °C, далее на воздухе

тыре члена ряда, характеризующие соответствующую форму дефекта (рис. 12, см. третью сторону обложки). При отличных от нуля значениях M_i возникают колебания центра масс резонатора, что приводит к рассеиванию энергии его колебаний.

Суть балансировки заключается в определении значений M_i , φ_i и удалении избыточной массы. При $M_4 \neq 0$ чисто стоячая волна может быть возбуждена на двух резонансных частотах только в двух положениях, разнесенных между собой на 45° . При этом разность резонансных частот пропорциональна M_4 , а направление низкочастотной ("тяжелой") оси определяют при φ_4 . Определение параметров M_i , φ_i для $i = 1, 2, 3$ представляет более сложную задачу. При балансировке ВТГ подавление любой из форм массового дефекта устраняет ее, но одновременно создает такие же по значению кратные формы массового дефекта. Так, например, подавление 1-й формы массового дефекта одновременно создает 2-ю, 3-ю и 4-ю формы, которые необходимо устранять, причем их последующая балансировка также будет сопровождаться появлением кратных гармоник.

Базовым методом является балансировка по 4-й форме распределения дефектов масс. При этом метод "усеченной" балансировки по 4-й форме заключается в сведении разности собственных частот резонатора к минимуму. С помощью такой балансировки можно получить гироскопические приборы низкого и среднего класса точности (незначительная часть). Это "потолок" возможностей данного метода. Для получения ВТГ среднего класса точности требуется метод "полной" балансировки по 4-й форме с удалением отдельно косинусной и синусной составляющих данной формы дефекта.

Для получения характеристик гироскопического прибора среднего класса точности на основе ВТГ чувствительный элемент (резонатор) должен иметь после сборки и балансировки следующие параметры:

1) разница в собственной частоте между четырьмя осями резонатора (в резонансе) — 0,05 Гц и менее;

2) разница амплитуд колебаний на резонансной частоте между четырьмя осями — в пределах 1...3 %;

3) отклонение воображаемого вектора, выходящего из точки максимума амплитуды колебаний оси резонатора и направленного к центру, — в пределах 1...3° от точки, лежащей

на воображаемой линии симметрии пьезоэлектрического элемента данной оси (делящей его на равные части по длине). Другими словами, должно быть соответствие пика амплитуды регистрируемой колебательной картины (электрической оси) физической точке возбуждения и снятия сигнала (физической оси);

4) получение значений сигналов в режиме резонанса ВТГ при подаче сигнала в 1 В на пару пьезоэлектрических элементов возбуждения:

- на паре пьезоэлектрических элементов, регистрирующих амплитуды пучности, сигнал от 1...2 В и более;
- на паре пьезоэлектрических элементов, регистрирующих амплитуды узла, сигнал от 60...80 мВ и менее;
- на паре пьезоэлектрических элементов, регистрирующих в узле амплитуды по синфазной и косинусной составляющей, сигнал от 40...60 мВ и менее.

Калибровка

Результатом процесса калибровки ВТГ с блоком электроники является обеспечение условия резонансной настройки чувствительного элемента, определение коэффициентов обратных связей контура удержания колебаний, определение метрологических характеристик ВТГ и получение функции коррекции выходного сигнала от различных параметров (температуры, резонансной частоты и т.д.).

Первым этапом настройки блока электроники является учет фазовых сдвигов сигналов узла и пучности, вызванных наличием аналогового усилительного тракта и АЦП. Учет этих фазовых сдвигов необходим для корректной демодуляции сигнала на квадратурную и корриolisовую составляющие. Значения сдвигов определяются для резонансной частоты резонатора (частоты, при которой амплитуда сигнала пучности максимальна) экспериментальным (с использованием осциллографа или фазоизмерительного устройства) или расчетным путем (составлением передаточной функции аналогового тракта). Дополнительно необходимо учесть задержку оцифровки сигнала АЦП (время преобразования АЦП).

На этом же этапе можно определить резонансную фазу (разность фаз между сигналом возбуждения и сигналом пучности) резонатора. Это значение, как правило, находится в окрестности 90° .

Вторым этапом является подбор коэффициентов контура поддержания резонансной частоты. Один из вариантов поддержания резонансной частоты заключается в анализе разности резонансной фазы и текущей фазы сигнала пучности. Если разница положительная, то частоту сигнала возбуждения необходимо увеличить, если отрицательная — уменьшить. Данный алгоритм легко реализуется с использованием ПИ регулятора, коэффициенты которого должны обеспечивать быстрый переходный процесс без перерегулирования (по возможности).

Третьим этапом является настройка контура поддержания постоянной амплитуды сигнала пучности, который представляет собой также ПИ регулятор. Требуемое значение амплитуды пучности определяется исходя из требуемого диапазона измерений угловых скоростей ВТГ (чем больше стабилизируемая амплитуда пучности, тем меньше диапазон измерений), допустимых угловых ускорений (чем больше стабилизируемая амплитуда пучности, тем меньше допустимые угловые ускорения) и конструктивных особенностей резонатора. Последнее объясняется тем, что большие амплитуды сигнала возбуждения могут привести (у различных резонаторов) к выходу из линейного режима работы, искажению формы сигналов пучности, которое становится отличной от синусоидальной, и т.д. Коэффициенты ПИ регулятора подбираются исходя из требований к качеству переходного процесса.

Четвертым этапом является настройка коэффициентов ПИ регуляторов контуров подавления квадратурной и кориолисовой составляющих сигнала узла. Коэффициенты подбираются исходя из требований к качеству переходного процесса, допустимых угловых ускорений и допустимых значений шумовых составляющих выходного сигнала ВТГ (сигнала подавления кориолисовой составляющей).

После проведения температурных испытаний можно вводить функции коррекции выходного сигнала ВТГ для уменьшения погрешности.

Размещение макетного образца ВТГ (электронного блока и резонатора) на рабочей платформе поворотного стола в камере тепла и холода показано на рис. 13 (см. третью сторону обложки).

В ходе проведения испытаний получены графики зависимости резонансной частоты резонатора (рис. 14), амплитуды сигнала кор-

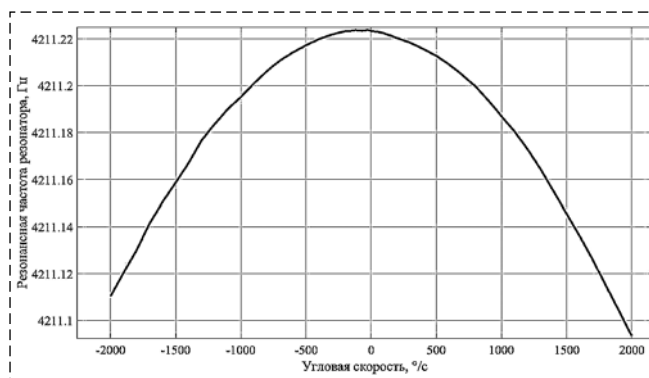


Рис. 14. Изменение резонансной частоты резонатора при температуре внешней среды +40 °С и вращении ВТГ

Fig. 14. The change in the resonant frequency of the resonator at an ambient temperature of +40 °C and rotation of the CVG

рекции напряжения возбуждения, амплитуды сигналов компенсации квадратурной и кориолисовой составляющих от температуры и угловой скорости вращения ВТГ.

Для уменьшения погрешности ВТГ необходимо применять к его показаниям корректирующие функции.

При определении функции коррекции учитывался тот факт, что сигналы подавления квадратурной и кориолисовой составляющих q и x являются не абсолютно независимыми, а в какой-то мере смешанными (взаимное влияние). При демодуляции (разделении) сигнала узла на квадратурную и кориолисовую составляющие приходится анализировать сигнал, прошедший через пьезоэлементы, усилители и АЦП. Каждый из этих элементов может вносить зависящий от температуры фазовый сдвиг в сигнал узла. Частично этот фазовый сдвиг может быть учтен, но не с абсолютной точностью. Поэтому выходной сигнал ВТГ необходимо рассматривать как линейную комбинацию сигналов квадратурной и кориолисовой составляющих сигнала компенсации:

$$y_{\text{изм}} = xK_x + qK_q + S,$$

где K_x , K_q , S — зависящие от температуры коэффициенты.

Данные коэффициенты можно аппроксимировать полиномами 6-го (максимум) порядка от температуры или резонансной частоты резонатора. Последнее представляется предпочтительным, так как при использовании показаний термодатчика необходимо добиться того, чтобы он измерял именно температуру чувствительного элемента (резонатора). Учи-

тывая конструктивные особенности термодатчиков и резонаторов, а также временные характеристики выходных сигналов термодатчиков, сделать это зачастую невозможно, так как это требует существенной доработки конструкции ВТГ.

Для уменьшения амплитуды шумовых составляющих выходного сигнала возможно применение различных типов сглаживающих фильтров. В данном случае применялся цифровой фильтр второго порядка, аналогичный аналоговому фильтру вида

$$\frac{1}{T^2s^2 + 2\xi Ts + 1}$$

с параметрами $T = 0,001$ с, $\xi = 1$.

Расчет параметров фильтра осуществляется исходя из частоты дискретизации данных (частоты выходного сигнала) и допустимой временной задержки при выдаче выходных сигналов ВТГ.

После фильтрации результирующая амплитуда шумовой составляющей не превышает 0,025 %/с (рис. 15).

По приведенным на рис. 15 данным (до фильтрации) построены вариации Аллана (рис. 16). При этом для сокращения времени вычисления период дискретизации данных составлял 0,01 с. Из графика видно, что значение случайного блуждания выходного сигнала не превышает $0,06 \, \%/ \sqrt{ч}$, а значение нестабильности нулевого сигнала не превышает 0,6 %/ч.

Следует отметить, что на результирующую точность ВТГ огромное влияние оказывает выбранный диапазон измерения угловых скоростей.

В ходе исследований было установлено, что при уменьшении диапазона измерения в k раз абсолютная ошибка измерений ВТГ уменьшается приблизительно в k^2 раз.

Результаты

В табл. 3 приведены сравнительные характеристики ВТГ INL-CVG-G200 фирмы INNALABS и ВТГ ФГБОУ ВО ТулГУ.

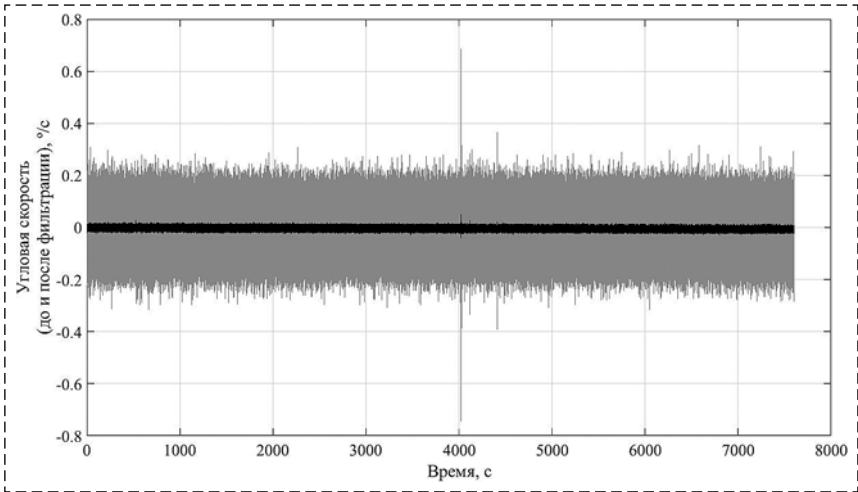


Рис. 15. Двухчасовая запись выходного сигнала ВТГ (до и после фильтрации) при нормальных условиях

Fig. 15. Two-hour recording of the output signal CVG (before and after filtration) under normal conditions

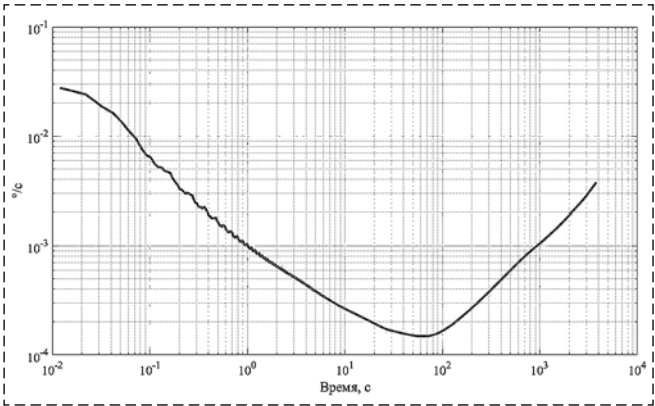


Рис. 16. Вариации Аллана выходного сигнала ВТГ

Fig. 16. Allan's variations of the output signal CVG

Таблица 3

Сравнение технических характеристик ВТГ INL-CVG-G200 фирмы INNALABS и ВТГ, разработанного ФГБОУ ВО ТулГУ

Table 3. Comparison of the technical characteristics of CVG INL-CVG-G200 (INNALABS) and CVG, developed by FSBEE HE Tula State University

Параметр	INNALABS	ФГБОУ ВО ТулГУ
Число осей	2	До 3 включительно
Формат выходных данных	Цифровой	Цифровой, аналоговый
Интерфейс	RS-232/422/485	CAN, RS-232/422/485, SPI
Частота передачи выходных данных	2000...9000 Гц	500...10 000 Гц
Температурная компенсация	Есть	Есть
Диапазон измерения	До ± 250 %/с *	До ± 2000 %/с *
Полоса пропускания	До 150 Гц *	До 50 Гц *

Параметр	INNALABS	ФГБОУ ВО ТулГУ
Нестабильность нулевого сигнала	Не более 0,1 %/ч	Не более 0,6 %/ч
Случайное блуждание	0,01 %/ $\sqrt{ч}$	0,06 %/ $\sqrt{ч}$
Шум покоя, RMS	Не более 0,01 %/с	Не более 0,025 %/с
Ошибка масштаб- ного коэффициента во всем диапазоне температур	Не более 0,35 %	Не более 0,05 % ** Не более 0,005 % ***
Время запуска	Не более 1 с	Не более 3 с
Время выхода на режим	Не более 50 с	Не более 6 с
Потребляемая мощность	Не более 3,3 Вт	Не более 4 Вт
Диапазон рабочих температур	-40 °C...+85 °C	-40 °C...+85 °C
Диапазон температур хранения	-55 °C...+90 °C	-55 °C...+90 °C
Электромагнитные влияния	Не защищено	Не защищено

* Возможно изменение параметров по требованию заказчика.

** Для диапазона измерения ± 2000 %/с.

*** Для диапазона измерения ± 200 %/с.

Из табл. 3 следует, что разработанный гироскоп имеет параметры точности и эксплуатационные характеристики, схожие с характеристиками одного из коммерческих ВТГ фирмы INNALABS, а по некоторым параметрам и превосходит его.

Список литературы

1. Bryan G. H. On the Beats in the Vibrations of a Revolving Cylinder or Bell // Proc. of Cambridge Phil. Soc. 1890, Nov. 24. Vol. VII. Part. III. P. 101–111.
2. Coriolis G. G. Mémoire sur les quations du mouvement relative des systms de corps (On the Equation of Relative Motion of a Systems of Bodies) // J. Ec. Polytech. 1835. N. 15. P. 142–154.
3. Lynch D. D. Vibration-induced drift in the hemi-spherical resonator gyro // Proc. Annual Meeting of the Institute of Navigation. 23–25 June, 1987, Dayton, Ohio. P. 34–37.
4. Журавлев В. Ф., Климов Д. М. Волновой твердотельный гироскоп. М.: Наука, 1985. 125 с.

5. Пешехонов В. Г. Гироскопы начала XXI века // Гироскопия и навигация. 2003. № 4. С. 5–18.
6. Линч Д. Взгляд компании "НОРТРОП ГРУММАН" на развитие инерциальных технологий // Гироскопия и навигация. 2008. № 3. С. 102–106.
7. Луин Б. С., Матвеев В. А., Басараб М. А. Волновой твердотельный гироскоп. Теория и технология. М.: Радиотехника, 2014. 176 с.
8. Матвеев В. А., Липатников В. И., Алехин А. В. Проектирование волнового твердотельного гироскопа. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1997. 165 с.
9. Луин Б. С. Физико-химические основы разработки полусферических резонаторов волновых твердотельных гироскопов. М.: МАИ, 2005. 224 с.
10. Басараб М. А., Кравченко В. Ф., Матвеев В. А. Математическое моделирование физических процессов в гироскопии. М.: Радиотехника, 2005. 176 с.
11. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Kovalenko V. A., Scherban V. I. Digitally controlled High Accuracy Metallic Resonator CVG // Proc. Symposium Gyro Technology. Stuttgart. 2006. P. 4.0–4.7.
12. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Barbashov A. S., Kovalenko V. A., Scherban V. I., Marusyk P. I. Metallic Resonator CVG Thermophysical Parameter Optimization and Temperature Test Results // Proc. Of XIV International Conference on Integrated Navigation Systems (28–30 May 2007. St-Petersburg). St-Petersburg: Electropribor. 2007. P. 74–77.
13. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Barbashov A. S. et al. Improved accuracy metallic resonator CVG // Proc. of XV International Conference on Integrated Navigation Systems (26–28 May 2008. St-Petersburg). St-Petersburg: Electropribor. 2008. P. 28–31.
14. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Mokoloshin I. T. Shock and vibration sensitivitiy test result for metallic resonator CVG // Proc. of XVI International Conference on Integrated Navigation Systems (25–27 May 2008. St-Petersburg). St-Petersburg: Electropribor. 2009. P. 88–92.
15. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A. Investtigation of azimuth accuracy measurement with metallic resonator Coriolis vibratory gyroscope // Proc. of XVII International Conference on Integrated Navigation Systems (31 May – 2 June 2010. St-Petersburg). St-Petersburg: Electropribor. 2010. P. 25–30.
16. Чуманкин Е. А. Результаты проектирования и испытаний датчика угловой скорости на основе волнового твердотельного гироскопа // Гироскопия и навигация. 2013. № 2 (81). С. 104–111.
17. Лахтин Ю. М. Металловедение и термическая обработка металлов. М.: Металлургия, 1983. 359 с.
18. Молотиллов Б. В. Прецизионные сплавы. Справочник. М.: Металлургия, 1974. 448 с.
19. Арзамасов Б. Н., Соловьева Т. В., Герасимов С. А. Справочник по конструкционным материалам. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. 640 с.
20. Егармин Н. Е., Юрин В. Е. Введение в теорию вибрационных гироскопов. М.: БИНОМ, 1993. 111 с.
21. Жбанов Ю. К., Журавлев В. Ф. О балансировке волнового твердотельного гироскопа // Изв. РАН. МТТ. № 4.

Competitive Coriolis Vibrating Gyroscope with a Metal Resonator

V. Ya. Raspopov, tgupu@yandex.ru, A. V. Ladonkin, tlsandos@rambler.ru, V. V. Likhosherst, lvv_01@inbox.ru,
Federal State Budgetary Educational Establishment of Higher Education, Tula,
300012, Tula Branch, Russian Federation

Corresponding author: Raspopov Vladimir Ya., Doctor of Technical Science, Professor, Federal State Budgetary Educational Establishment of Higher Education, Tula, 300012, Tula Branch, Russian Federation, e-mail: tgupu@yandex.ru

Accepted on July 05, 2018

Abstract

The article deals with the design and features of manufacturing a Coriolis vibrating gyroscope (CVG, angular rate sensor) with a metal resonator. Piezoelectric elements are used to excite and detect oscillations of the resonator.

The design of the resonator is very important, because the technical characteristics of the CVG mainly depend on the resonator. For the production of a high-quality metal resonator with predetermined properties, a good choice is the precision alloy of 21NKMT-VI. Elimination of defects in the manufacture of the resonator, which lead to a variety of frequencies and variability, is achieved by balancing. The basic method is balancing in the 4th form of the distribution of mass defects. Calibration of the CVG with the electronics unit is the final stage of the CVG manufacturing, which results in: providing a resonance tuning condition for the sensing element, determining the feedback coefficients of the oscillation retention loop, determining the metrological characteristics of the CVG, and obtaining the correction function of the output signal from various parameters after the test complex.

When determining the correction function, the fact was taken into account that the signals for suppressing the quadrature and coriolis components are not absolutely independent. When the node signal is demodulated to quadrature and coriolis components, it is necessary to analyze the signal passed through piezoelectric elements, amplifiers and ADC. Each of these elements adds a temperature-dependent phase shift to the node signal. This phase shift can be taken into account, but not with absolute accuracy. Therefore, the output signal of the CVG should be considered as a linear combination of signals of the quadrature and coriolis components of the compensation signal. To reduce the noise of the output signal, it is possible to use various types of noise suppressing filters.

The results of tests of the CVG confirming its competitiveness in comparison with the commercial analogue. The electronic control module can be designed using the Russian element base.

Keywords: gyroscope, Coriolis, vibrating, resonator, balancing, calibration, making, testing

Acknowledgements: The results of the research project are published with the financial support of Tula State University within the framework of the scientific project № 8719 of December 18, 2017.

For citation:

Raspopov V. Ya., Ladonkin A. V., Likhoshester V. V. Competitive Coriolis Vibrating Gyroscope with a Metal Resonator, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 12, pp. 777–787.

DOI: 10.17587/mau.19.777-787

References

1. Bryan G. H. On the Beats in the Vibrations of a Revolving Cylinder or Bell, *Proc. of Cambridge Phil. Soc.*, 1890, Nov. 24, vol. VII, part. III, pp. 101–111.
2. Coriolis G. G., Mmoire sur les quations du mouvement relative des systms de corps (On the Equation of Relative Motion of a Systems of Bodies), *J. Ec. Polytech*, 1835, no. 15, pp. 142–154.
3. Lynch D. D. Vibration-induced drift in the hemi-spherical resonator gyro, *Proc. Annual Meeting of the Institute of Navigation*, 23–25 June, 1987, Dayton, Ohio, pp. 34–37.
4. Zhuravlev V. F., Klimov D. M. *Volnovoi tverdotelnyy giroskop* (Wave solid-state gyroscope), Moscow, Nauka, 1985, 125 p. (in Russian)
5. Peshehonov V. G. *Giroskopi nachala XXI veka* (Gyroscopes of the beginning of the XXI century), *Giroskopiya i Navigaciya*, 2003, no. 4, pp. 5–18 (in Russian)
6. Lynch D. *Vzglyad kompanii "NORTHROP GRUMMAN" na razvitie inercialnih tehnologiy* (The view of NORTHROP GRUMMAN on the development of inertial technologies), *Giroskopiya i Navigaciya*, 2008, no. 3, pp. 102–106 (in Russian)
7. Lunin B. S., Matveev V. A., Basarab M. A. *Volnovoy tverdotelnyy giroskop. Teoriya i tehnologia* (Wave solid-state gyroscope. Theory and technology), Moscow, Radiotekhnika, 2014, 176 p. (in Russian)
8. Matveev V. A., Lipatnikov V. I., Alehin A. V. *Proektirovanie volnovogo tverdotelnogo giroskopa* (Designing of a wave solid-state gyroscope), Moscow, Publishing house of MGTU im. N. E. Bauman, 1997, 165 p. (in Russian)
9. Lunin B. S. *Fiziko-himicheskie osnovy razrabotki polusfericheskikh resonatorov volnovykh tverdotelnykh giriscopov* (Physico-chemical bases of development of hemispherical resonators of wave solid-state gyroscopes), Moscow, Publishing house of MAI, 2005, 244 p. (in Russian).
10. Basarab M. A., Kravchenko V. F., Matveev V. A. *Matematicheskoe modelirovanie fizicheskikh processov v giroscopii* (Mathematical modeling of physical processes in gyroscopy), Moscow, Radiotekhnika, 2005, 176 p. (in Russian)
11. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Kovalenko V. A., Scherban V. I. Digitally controlled High Accuracy Metallic Resonator CVG, *Proc/ Symposium Gyro Technology*, Stuttgart, 2006, pp. 4.0–4.7.
12. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Barbashov A. S., Kovalenko V. A., Scherban V. I., Marusyk P. I. Metallic Resonator CVG Thermophysical Parameter Optimization and Temperature Test Results, *Proc. Of XIV International Conference on Integrated Navigation Systems* (28–30 May 2007. St-Petersburg), St-Petersburg, "Electropribor", 2007, pp. 74–77.
13. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Barbashov A. S. et al. Improved accuracy metallic resonator CVG, *Proc. of XV International Conference on Integrated Navigation Systems* (26–28 May 2008. St-Petersburg), St-Petersburg, Publishing house of "Electropribor", 2008, pp. 28–31.
14. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A., Mikhloshin I. T. Shock and vibration sensitivity test result for metallic resonator CVG, *Proc. of XVI International Conference on Integrated Navigation Systems* (25–27 May 2008. St-Petersburg), St-Petersburg, Publishing house of "Electropribor", 2009, pp. 88–92.
15. Chikovani V. V., Yatsenko Yu. A. Investigation of azimuth accuracy measurement with metallic resonator Coriolis vibratory gyroscope, *Proc. of XVII International Conference on Integrated Navigation Systems* (31 May – 2 June 2010. St-Petersburg). St-Petersburg, Publishing house of "Electropribor", 2010, pp. 25–30.
16. Chumankin E. A. *Resultati proektirovaniya i ispitaniy datchika uglovoy skorosti na osnove volnovogo tverdotelnogo giroskopa* (Results of designing and testing the angular rate sensor based on the wave solid-state gyro), *Giroskopiya i Navigaciya*, 2013, no. 2 (81), pp. 104–111 (in Russian)
17. Lahtin Yu. M. *Metallovedenie i termicheskaya obrabotka metallov. Izdanie 3-e, pererabotannoe I dopolnennoe* (Metallurgy and heat treatment of metals. Third edition, revised and enlarged), Moscow, Metallurgiya, 1983, 359 p. (in Russian)
18. Molotilov B. V. *Precizionnie splavi. Spravochnik* (Precision alloys. Handbook), Moscow, Metallurgiya, 1974, 448 p. (in Russian)
19. Arzamasov B. N., Soloviev T. V., Gerasimov S. A. *Spravochnik po konstruktsionim materialam: Spravochnik* (Handbook of Structural Materials: Handbook), Moscow, Publishing house of MGTU im. N. E. Bauman, 2006, 640 p. (in Russian)
20. Egarin N. E., Yurin V. E. *Vvedenie v teoriyu vibratsionnykh giroscopov* (Introduction to the theory of vibrational gyroscopes), Moscow, Binom, 1993, 111 p. (in Russian).
21. Zhibanov Yu. K., Zhuravlev V. F. *O balansirovke volnovogo tverdotelnogo giroskopa* (On balancing a wave solid-state gyroscope, *Izv. RAN. MTT*, no. 4. (in Russian)

В. Ф. Петрищев, д-р техн. наук, вед. научн. сотр., mail@samspace.ru,
АО "Ракетно-космический центр "Прогресс", г. Самара

Энергосберегающий алгоритм автоматического управления принудительной посадкой пассажирского самолета. Часть II*

Предложена задача создания системы автоматической посадки (САП) пассажирского самолета, иницируемой извне и исключающей возможность влияния экипажа на режим посадки, например, при изменении курса самолета и отсутствии связи с экипажем. В истории авиакатастроф имеется много случаев, которые можно было бы предотвратить, если бы на борту этих самолетов имелась САП, а технические средства аэропортов имели бы возможность иницировать эту систему и отключать экипаж от процесса управления. Одним из таких памятных примеров являются трагические события 11 сентября 2001 года в Нью-Йорке. Современный уровень техники позволяет решить задачу автоматической посадки самолета. Ярчайшим примером успешного решения этой задачи является посадка космического самолета "Буран" в автоматическом режиме 30 лет назад 15 ноября 1988 года.

Статья состоит из двух частей. В первой части статьи рассмотрены условия успешного решения задачи автоматической посадки самолета. Кратко изложен перечень режимов полета самолета при автоматическом управлении посадкой. Для решения задачи автоматического управления самолетом в продольной плоскости на самом ответственном заключительном режиме посадки предложен энергосберегающий алгоритм управления, обеспечивающий управление в режиме отрицательной обратной связи. В состав вектора состояния системы включены шесть параметров: дальность, высота, угол тангажа и их первые производные. Алгоритм управления разработан применительно к пассажирскому самолету ТУ-154М. При разработке алгоритма использованы следующие допущения: а) линейная модель зависимости аэродинамических характеристик самолета от угла атаки; б) линейная модель программного перевода тяги двигателей в режим малого газа на интервале 3 с от начала этапа выравнивания; в) использование углового ускорения самолета по каналу тангажа, возникающего при перекладке руля высоты, в качестве управляющего сигнала; г) частота работы алгоритма управления, равная 200 Гц.

Во второй части статьи на основе энергосберегающего алгоритма автоматического управления посадкой пассажирского самолета на заключительном участке посадки, разработанного в первой части, продолжены работы по анализу характеристик этого алгоритма. Разработана модельная программа управления. Проведено математическое моделирование этапов режима посадки самолета. При переходе от одного этапа к другому проводилась конкатенация (сшивки) параметров движения, в результате которой конечные параметры движения предыдущего этапа становились начальными параметрами движения последующего этапа. Исследовано влияние погрешностей в аэродинамических характеристиках на условия посадки. В результате моделирования выявлено, что если для определения этапов использовать направление изменения угла тангажа, то режим посадки в общем случае складывается не из двух, традиционно определяемых, а из трех этапов: увеличения угла тангажа (выравнивание), его уменьшения (выдерживание) и вновь увеличения угла (этап назван поддерживанием). Необходимость введения третьего этапа обусловлена наличием погрешностей в аэродинамических характеристиках самолета.

В целом подтверждено, что энергосберегающий алгоритм управления обеспечивает успешное решение задачи автоматической посадки пассажирского самолета на заключительном участке его полета. При этом установлено, что длительность режима посадки не превышает 5 с.

Ключевые слова: автоматическая посадка, высота, глиссада, дальность, пассажирский самолет, руль высоты, скорость, тяга двигателя, угол атаки, угол тангажа, энергосберегающий алгоритм

Введение

Проблемам безопасности полетов пассажирских самолетов во всем мире уделяется огромное внимание как со стороны авиационных компаний, так и со стороны специальных служб, отвечающих за безопасность. По мнению автора, дальнейшим направлением повышения безопасности полетов может явиться разработка и применение на борту самолетов гражданской авиации системы автоматической посадки (САП). Эта система должна инициироваться диспетчерской службой аэропорта без

возможности вмешательства в ее работу со стороны экипажа при определенных, строго оговоренных условиях, например, при явном отклонении самолета от заданного курса и отсутствии связи с экипажем. Это позволит снизить вероятность дальнейшего аварийного развития ситуации на борту самолета. Весь дальнейший полет самолета, включая завершающий участок посадки, должен происходить в автоматическом режиме. В настоящее время в условиях существования глобальных навигационных спутниковых систем "ГЛОНАСС" и GPS это вполне осуществимо. Есть косвенные сведения о том, что на ряде типов самолетов имеются технические средства, которые позволяют по усмотрению экипажа в экстренных ситуациях на борту

* Часть I опубликована в журнале "Мехатроника, автоматизация, управление", 2018, Т. 19, № 11, с. 725–733.

совершать автоматическую посадку самолета. Например, в работе [1] отмечено, что в режиме автопилота аэробуса А-380 *"доступны все режимы полета"*.

Для реализации САП должен быть выполнен целый комплекс мероприятий, таких как создание закрытого канала связи аэропорта с бортом для включения режима автоматической посадки, передачи на борт необходимой информации об аэропорте посадки и для получения необходимой информации с борта о режиме полета самолета. Вся необходимая информация о проектных параметрах самолета должна храниться в бортовых компьютерах, информация о текущих параметрах движения должна определяться автономными средствами, а текущие характеристики самолета и двигателей должны определяться также на борту с использованием необходимых алгоритмов идентификации.

В части I статьи [2] были рассмотрены условия успешного решения задачи автоматической посадки самолета, изложены режимы полета самолета при автоматическом управлении посадкой, рассмотрена задача автоматического управления посадкой самолета и существующие (из числа доступных) способы ее решения. Изложено краткое описание разработанного автором энергосберегающего алгоритма управления [3], предложенного для управления самолетом на завершающем участке его посадки, разработан энергосберегающий алгоритм автоматического управления посадкой самолета на примере самолета ТУ-154М.

В целях исследования возможности применения энергосберегающего алгоритма управления к задаче управления пассажирским самолетом на заключительном участке посадки разработана модельная программа управления самолетом на этом участке, проведено математическое моделирование режима посадки и получены характеристики этого режима. Результаты моделирования подтвердили, что энергосберегающий алгоритм управления обеспечивает успешное решение задачи автоматической посадки пассажирского самолета на заключительном участке его полета.

Разработка модельной программы управления самолетом в режиме посадки

В соответствии с инструкцией экипажу ТУ-154М моделирование режима выравнива-

ния начинается со следующих начальных параметров движения по глиссаде:

- дальность $x_{1,0} = -600$ м;
- высота $x_{2,0} = -6$ м;
- угол тангажа $v_0 = x_{3,0} = 0,5^\circ$;
- продольная скорость $x_{4,0} = 72,2$ м/с (260 км/ч);
- вертикальная скорость снижения $x_{5,0} = 3,4$ м/с;
- угловая скорость в канале тангажа $x_{6,0} = 0$ °/с.

Угол атаки крыла, обозначаемый α , определяется формулой

$$\alpha = v - \Theta + \varphi_{кр},$$

где $\Theta = -\arctg(x_5/x_4)$ — угол наклона траектории к горизонту и, следовательно, $\Theta_0 = -2,7^\circ$, $\varphi_{кр} = 3,0^\circ$ — установочный угол крыла [4, 5].

При $v_0 = 0,5^\circ$ при движении по глиссаде начальное значение угла атаки равно $\alpha_0 = 6,2^\circ$.

При этом значении угла атаки аэродинамические коэффициенты сопротивления и подъемной силы соответственно равны $C_{X,0} = 0,17$, $C_{Y,0} = 1,27$. В процессе полета эти коэффициенты изменяются в зависимости от угла атаки. Учитывая, что на этапе выравнивания угол атаки крыла меняется в пределах нескольких (3...4) градусов, будем полагать, что коэффициенты сопротивления и подъемной силы изменяются в зависимости от изменения угла атаки $\Delta\alpha$ линейно и могут быть определены по формулам:

$$C_{X,i} = C_{X,0} + \frac{\partial C_X}{\partial \alpha} \Delta\alpha_i;$$

$$\frac{\partial C_X}{\partial \alpha} = Q_X = 1,145 \text{ 1/рад} = 0,0846 \text{ 1/}^\circ;$$

$$C_{Y,i} = C_{Y,0} + \frac{\partial C_Y}{\partial \alpha} \Delta\alpha_i;$$

$$\frac{\partial C_Y}{\partial \alpha} = Q_Y = 4,850 \text{ 1/рад} = 0,01998 \text{ 1/}^\circ.$$

Полагаем также, что в режиме посадки самолета его вес равен $75 \cdot 10^4$ Н, расходом топлива при посадке пренебрегаем. Начальная тяга двигателей соответствует тяге при движении по глиссаде и равна 220 кН. При движении по глиссаде самолет находится в посадочной конфигурации, т. е. шасси выпущены, предкрылки установлены на угол 22° , закрылки выпущены на посадочный угол 45° .

При моделировании использованы также следующие данные: площадь крыла $S = 180$ м², $g = 9,81$ м/с², $\rho = 1,225$ кг/м³.

Полагаем, что при выравнивании в течение 3 с двигатели переводятся в режим малого

газа, при этом их тяга линейно уменьшается до 19,5 кН.

Согласно инструкции экипажу по завершении выравнивания должны быть достигнуты следующие параметры движения: угол атаки должен находиться в пределах 8...9°, вертикальная скорость снижения должна быть уменьшена до величины, близкой к нулю, продольная скорость должна быть уменьшена на величину не более 8,7 м/с (до 230 км/ч) для предотвращения сваливания.

На это последнее обстоятельство следует обратить особое внимание. Традиционно для систем с обратной связью целью является достижение начала координат, т. е. нулевых значений по всем параметрам. В данном случае продольная скорость движения в момент касания ВПП не может быть сведена к нулю. Для формирования параметров вспомогательной системы в этом случае поступим следующим образом.

Представим текущий вектор состояния вспомогательной системы в виде следующей суммы:

$$\xi_i = Z_i + Z_i^*,$$

где Z_i — заданная часть вектора состояния ξ_i , определяющая заданные диапазоны изменения входящих в него параметров, а Z_i^* — дополняющая заданную часть до полного вектора ξ_i . Тогда можно положить

$$Z_0 = [-20 \text{ м}; -6 \text{ м}; -4^\circ; 8,7 \text{ м/с}; 3,4 \text{ м/с}; 0]^T, \\ Z_0^* = [-580 \text{ м}; 0; 4,5^\circ; 63,5 \text{ м/с}; 0; 0]^T.$$

Нетрудно убедиться, что в этом случае выполняется равенство $\xi_0 = X_0$.

Потребуем, чтобы заданная часть вектора состояния изменялась в соответствии с законом изменения самого вектора состояния вспомогательной системы:

$$Z_{i+1} = C_i Z_i + d_i u_i.$$

Пусть матрица C_i имеет традиционный для задач с применением энергосберегающего алгоритма вид:

$$C_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_3 & 0 & C_4 \end{bmatrix}_i,$$

где для описания элементов используются функции гиперболического тангенса, а также полиномы первого порядка от номера шага:

$$C_{1,i} = 1 - (\text{th}(k_1 + (i-1)/600) + 1)/2; \\ C_{2,i} = 1 - (\text{th}(k_2 + (i-1)/600) + 1)/2; \\ C_{3,i} = -0,00125 - 0,00025(i-1); \\ C_{4,i} = 1 - 0,0002(i-1).$$

Здесь постоянные значения коэффициентов k_1 и k_2 выбираются в процессе моделирования задачи.

Дополняющая часть вектора состояния вспомогательной системы учитывает лишь изменение дальности при наличии постоянной продольной скорости 63,5 м/с, т. е. в векторе Z_i^* на каждом шаге i дальность изменяется в соответствии с выражением

$$Z_{1,i}^* = Z_{1,i-1}^* - 63,5 \Delta t.$$

Остальные параметры этого вектора постоянны.

Графики изменения по времени элементов вектора ξ_i при использовании приведенной матрицы C_i для наглядности показаны на последующих рисунках совместно с соответствующими элементами вектора состояния X_i . Асимптотическое поведение кривых, характеризующих изменение этих элементов во времени, подтверждает правильность выбора элементов матрицы C_i .

Для проведения численных расчетов заданы следующие исходные параметры:

- значения ковариационных матриц состояния заданной и вспомогательной систем приняты постоянными и равными диагональным матрицам с диагональными элементами:

$$k_{X,1} = k_{X,2} = k_{\xi,1} = k_{\xi,2} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2; \\ k_{X,3} = k_{\xi,3} = 0,328 \cdot 10^2 (^\circ)^2; \\ k_{X,4} = k_{X,5} = k_{\xi,4} = k_{\xi,5} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2/\text{с}^2; \\ k_{X,6} = k_{\xi,6} = 0,328 \cdot 10^2 (^\circ)^2/\text{с}^2;$$

- значения диагональных элементов ковариационной матрицы погрешностей измерений приняты также постоянными и равными:

$$k_{e,1} = k_{e,2} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2; k_{e,3} = 0,328 \cdot 10^{-4} (^\circ)^2; \\ k_{e,4} = k_{e,5} = 1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2/\text{с}^2; k_{e,6} = 0,328 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ/\text{с}^2;$$

- начальное значение ковариационной функции управления $K_{U,0}$ принято равным $0,328 \cdot 10^6 \text{ }^\circ/\text{с}^2$.

Результаты математического моделирования алгоритма

В соответствии с предыдущим разделом проведено математическое моделирование задачи автоматического управления полетом самолета в режиме посадки. Ниже приведены результаты моделирования по этапам.

Этап 1 — выравнивание

Повторим, что при моделировании этапа выравнивания тяга двигателей линейно уменьшается до значения тяги в режиме малого газа (19,5 кН). График изменения тяги в связи с его простотой не приводится.

Очевидно, что основным элементом, подлежащим выбору на этапе выравнивания, является программа изменения угла тангажа и диапазон его изменения. Диапазон изменения угла тангажа выбран таким образом, чтобы исключалось касание ВПП на первых секундах режима посадки, поскольку при этом имеет место недопустимо большая скорость снижения.

Графики изменения параметров движения самолета на этапе выравнивания представлены на рис. 1, а—е. Одновременно на них представлены графики изменения параметров вспомогательной (задающей программу движения) системы. Из этих графиков следует, что параметры движения самолета незначительно отклоняются от параметров программного движения. В скобках заметим, что при таких условиях достигается высокая точность управления.

Как видно из приведенных графиков, наибольшее значение при посадке имеют графики изменения высоты (рис. 1, в) и скорости снижения (рис. 1, г). Из этих графиков следует, что на первых секундах посадки действительно не происходит касания ВПП (рис. 1, в). Однако если не использовать этап выдерживания, то самолет касается ВПП через 10,5 с от момента начала выравнивания. В этот момент времени его вертикальная скорость составляет катастрофическую величину около 1,5 м/с. К этому следует добавить, что если уменьшить конечный угол поворота по тангажу (на рис. 1, д), то произойдет касание ВПП примерно

через 2,2 с, но скорость снижения при этом составит также большую величину, превышающую 0,5 м/с.

Для исключения этой ситуации через некоторое время после начала этапа выравнивания необходимо начать этап выдерживания.

Для иллюстрации процесса на рис. 2, а—в представлены графики изменения углов атаки и наклона траектории, изменения аэродинамических коэффициентов, а также управляющего сигнала. Управляющий сигнал (угловое ускорение самолета по каналу тангажа) по модулю достигает величины 7 $^{\circ}/с^2$.

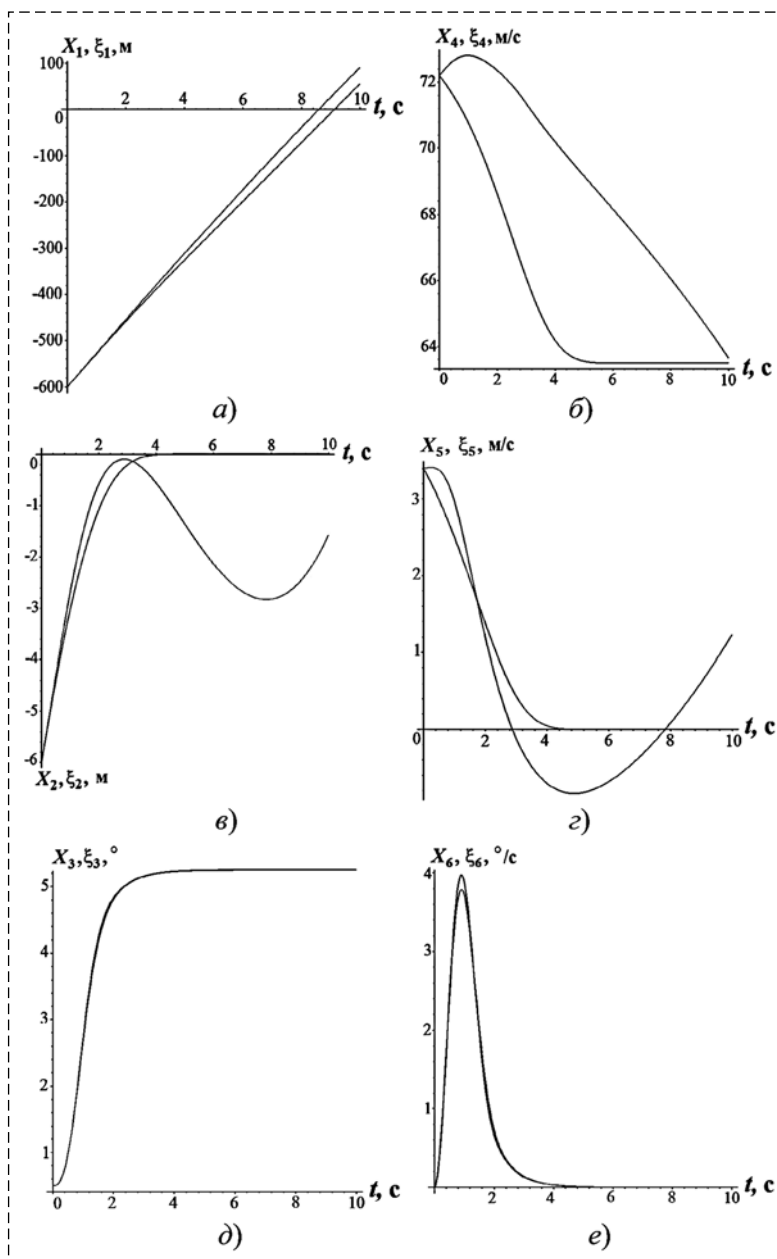


Рис. 1. Графики изменения параметров движения на этапе 1
Fig. 1. Variation of motion parameters at Phase 1

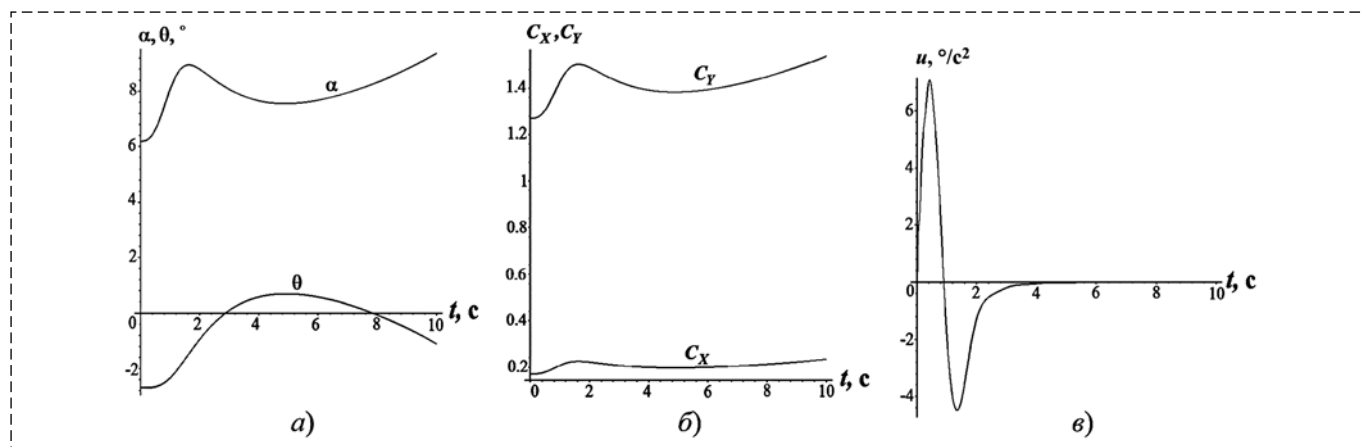


Рис. 2. Графики изменения аэродинамических параметров и сигнала управления на этапе 1
Fig. 2. Variation of aerodynamic parameters and control signal at Phase 1

Этап 2 — выдерживание

Этап выдерживания предложено начать через 2,0 с после начала этапа выравнивания. Переход на этап выдерживания обеспечивается отключением алгоритма управления этапа выравнивания и включением алгоритма управления этапа выдерживания. При этом конечные значения параметров движения на этапе выравнивания становятся начальными параметрами движения этапа выдерживания. Проводится так называемая конкатенация (сшивки) параметров движения самолета на смежных этапах. Значения параметров на момент окончания первого (и последующего) этапа сведены в таблице.

Отличительной особенностью второго этапа является использование программного дви-

жения, в основе которого лежит уменьшение угла тангажа самолета. Графики изменения параметров движения самолета на этом этапе представлены на рис. 3, а—е.

Из графика рис. 3, а следует, что на этапе выдерживания касание ВПП может произойти через 2,2 с после начала этого этапа. Вертикальная скорость снижения в этот момент (рис. 3, б) может составить 0,25 м/с, что превышает рекомендованную величину (0,2 м/с). Из этого следует вывод о целесообразности введения третьего этапа посадки, названного **поддерживанием**. На этом третьем этапе следует вновь увеличивать угол тангажа самолета для его удержания от немедленного касания ВПП, подобно тому, как это было сделано на

Конкатенация параметров движения по этапам
Concatenation of motion parameters per phases

Параметр, единицы измерений	Значение параметра Q_y по этапам									
	4,85				4,95			4,75		
	1*	1	2	3	1	2	3	1	2	3
x_1 , м	-600	-454,75	-365,0	-292,3	-454,75	-365,03	-256,74	-454,76	-365,04	-355,1
x_2 , м	-6,0	-0,573	-0,077	0	-0,5948	-0,1453	0	-0,551	-0,0019	0
x_3 , °	0,5	4,835	3,832	4,076	4,835	3,833	4,634	4,835	3,831	3,631
x_4 , м/с	72,2	72,36	71,12	70,02	72,36	71,13	69,46	72,35	71,1	70,95
x_5 , м/с	3,4	1,197	-0,034	0,1869	1,164	-0,0699	0,1556	1,229	0,01227	0,0188
x_6 , °/с	0	0,663	-1,478	1,93	0,663	-1,478	1,002	0,663	-1,458	-1,342
α , °	6,2	8,783	6,807	7,23	8,757	6,778	0,1355	8,8087	6,84	6,646
C_x	0,17	0,222	0,182	0,190	0,221	0,181	0,201	0,222	0,183	0,179
C_y	1,27	1,489	1,321	1,357	1,491	1,320	1,405	1,486	1,323	1,306
$Z_{3,0}$, °	-4,5	-4,75	-1,838	-1,33	-4,75	-1,835	-1,33	-4,75	-1,835	1,33
$Z_{3,0*}$, °	5,0	5,25	3,0	5,16	5,25	3,0	5,16	5,25	3,0	5,16
k_1	-3,68	-3,68	-2,193	-3,68	-3,68	-2,193	-3,68	-3,68	-2,193	-3,68
k_2	-3,415	-3,415	-2,375	-3,415	-3,415	-2,375	-3,415	-3,415	-2,375	-3,415

* Приводятся параметры, соответствующие моменту начала этапа 1

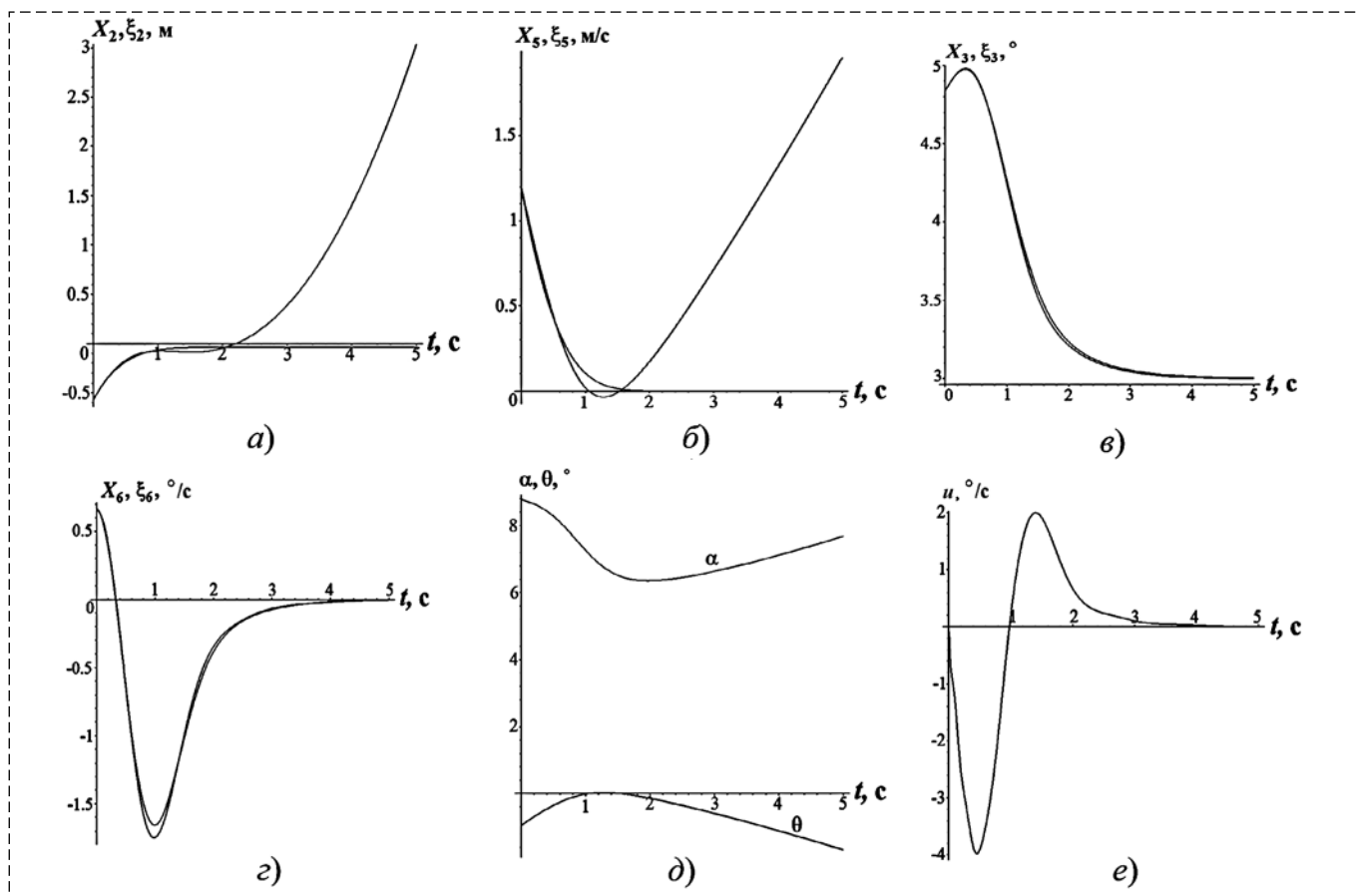


Рис. 3. Графики изменения параметров на этапе 2
Fig. 3. Variation of parameters at Phase 2

первом этапе. Важность введения этого этапа будет подтверждена ниже при рассмотрении влияния погрешностей аэродинамических характеристик самолета на условия посадки.

Из рис. 3, *е* следует, что управляющий сигнал на втором этапе изменяется в противофазе по отношению к управляющему сигналу первого этапа и достигает по модулю примерно вдвое меньшего значения $4\text{ }^{\circ}/\text{с}^2$. Также в противофазе изменяются и другие параметры (углы атаки и наклона траектории, аэродинамические коэффициенты C_X и C_Y).

Этап 3 — поддержание

Этап поддержания предложено начать через 1,25 с после начала этапа выдерживания.

Графики изменения параметров движения на заключительном этапе 3 представлены на рис. 4, *а–е*.

Из рис. 4, *а* следует, что касание ВПП колесами основных стоек шасси произойдет через 1,03 с после начала этапа 3. Вертикальная скорость (рис. 4, *б*) в момент касания не превысит 0,2 м/с.

На этапе 3 поведение параметров аналогично их поведению на этапе 1. Управляющий сигнал достигает значения $5\text{ }^{\circ}/\text{с}^2$ (рис. 4, *е*).

Итого в рассмотренном случае продолжительность режима посадки самолета составит около 4,28 с.

По окончании режима посадки осуществляется режим пробега.

Влияние погрешностей аэродинамических характеристик на условия посадки самолета

Самолет относится к объекту управления, движущемуся в воздушной среде. Для описания его движения используются традиционные коэффициенты аэродинамического сопротивления C_X и аэродинамической подъемной силы C_Y , описывающие его динамическое взаимодействие с этой средой. Эти характеристики определяются теоретически на этапе проектирования самолета и подтверждаются в результате многочисленных экспериментальных работ. Тем не менее нельзя исключить

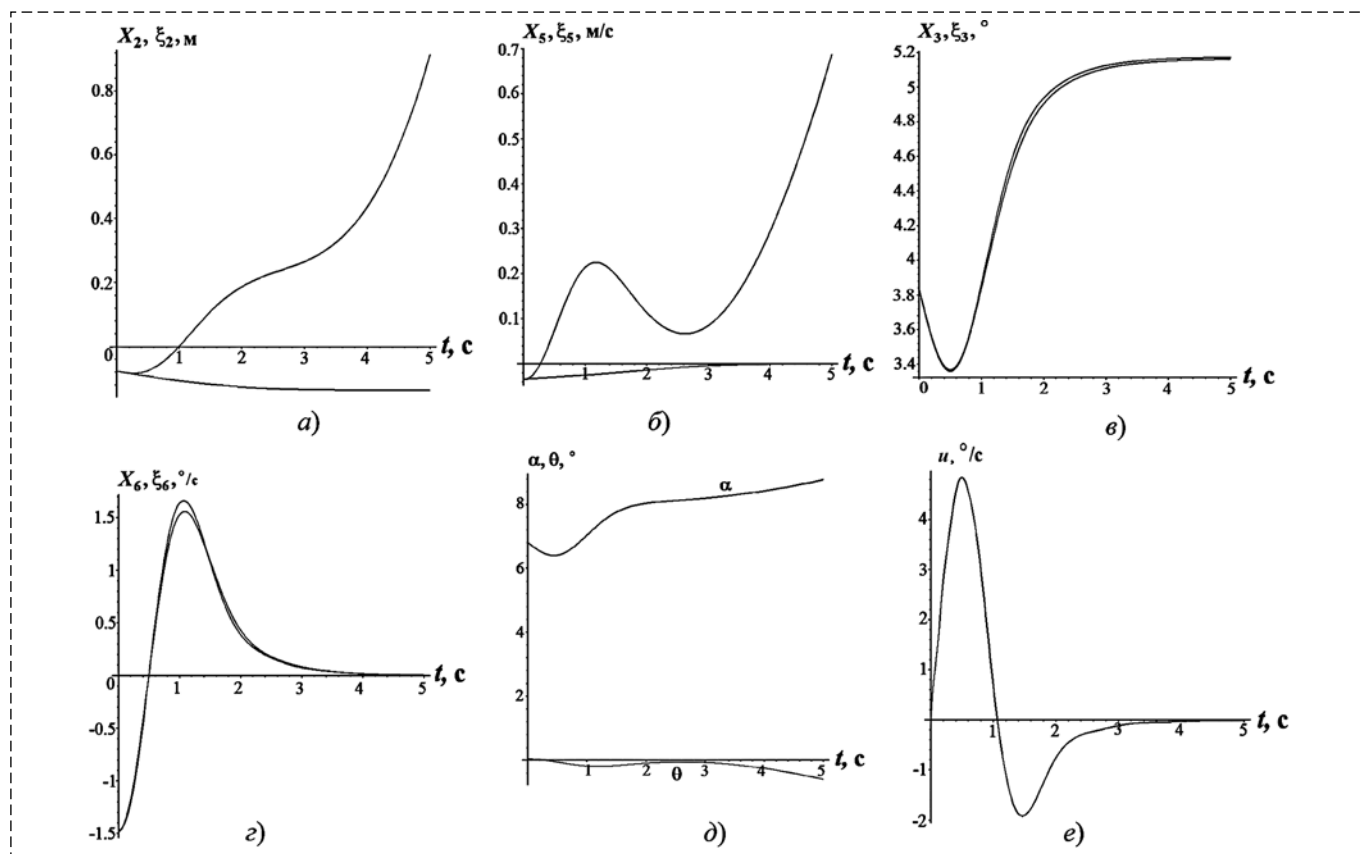


Рис. 4. Графики изменения параметров на этапе 3
Fig. 4. Variation of parameters at Phase 3

возможность существования небольших погрешностей в указанных коэффициентах.

Более того, в связи с принятой в работе линейной моделью зависимости аэродинамических коэффициентов от угла атаки необходимо дополнительно исследовать влияние погрешности этой модели.

Поскольку наибольшее влияние на режим посадки самолета оказывает коэффициент аэродинамической подъемной силы C_Y , в настоящей работе рассматривается далее вопрос влияния погрешности именно одного этого коэффициента на условия посадки самолета. При этом принимается, что погрешность сосредотачивается в коэффициенте $Q_Y = 4,85$ и равна $\pm 0,1$, т. е. крайние значения этого коэффициента равны 4,95 и 4,75.

Результаты моделирования принятых этапов посадки самолета со значением коэффициента $Q_Y = 4,95$ представлены на рис. 5–7. При этом для каждого этапа представлены

лишь два графика: изменения высоты и скорости снижения самолета. Из рис. 7, б следует, что и для крайнего значения коэффициента $Q_Y = 4,95$ скорость снижения не превышает рекомендованной величины 0,2 м/с.

Необходимо отметить, что при значении коэффициента $Q_Y = 4,75$ на этапе 2 возможно

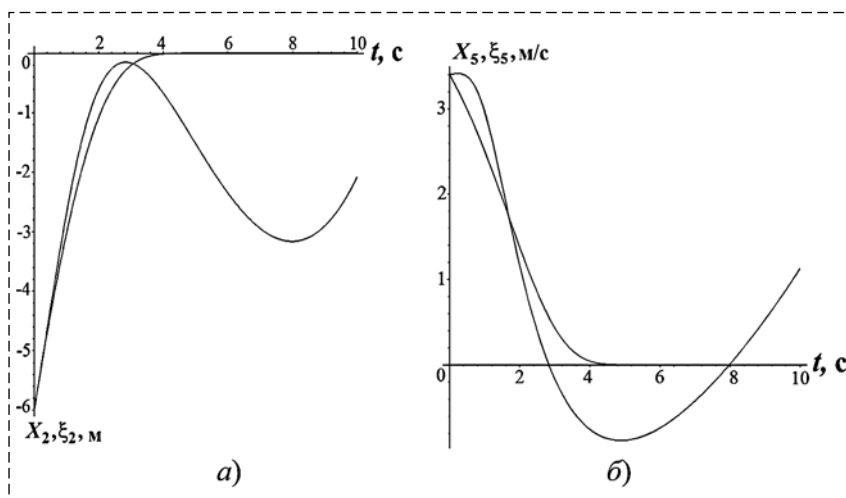


Рис. 5. Графики изменения высоты и ее производной. Этап 1, $Q_Y = 4,95$
Fig. 5. Variation of altitude and its derivative. Phase 1, $Q_Y = 4,95$

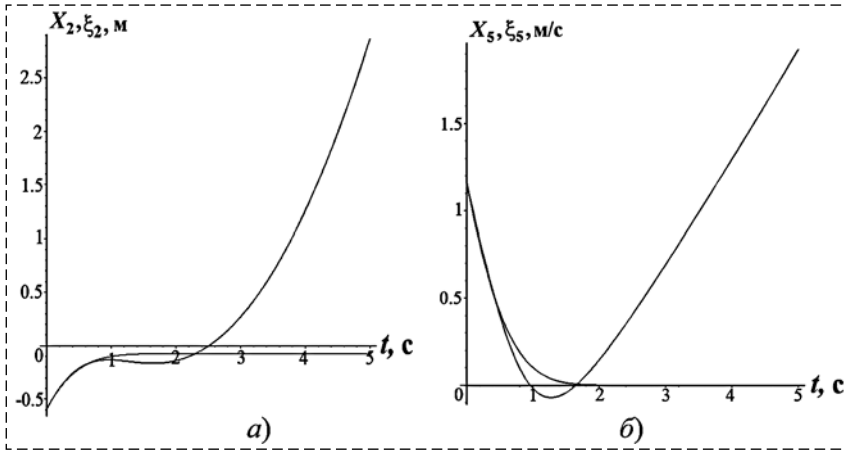


Рис. 6. Графики изменения высоты и ее производной. Этап 2, $Q_Y = 4,95$
Fig. 6. Variation of altitude and its derivative. Phase 2, $Q_Y = 4.95$

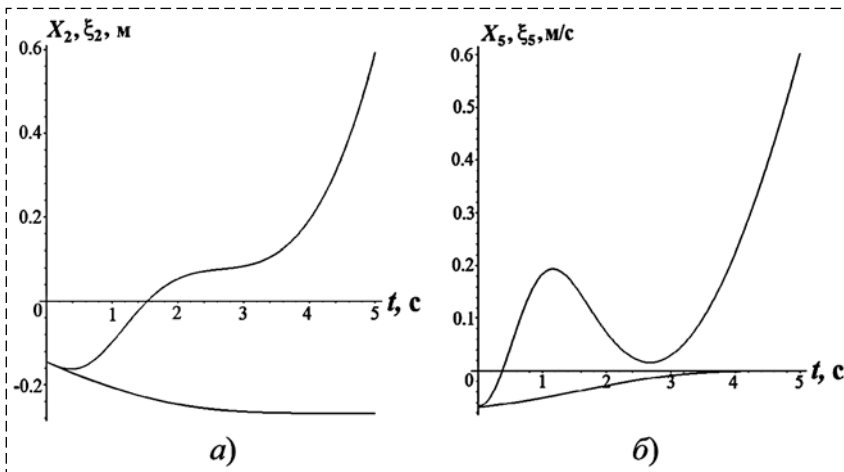


Рис. 7. Графики изменения высоты и ее производной. Этап 3, $Q_Y = 4,95$
Fig. 7. Variation of altitude and its derivative. Phase 3, $Q_Y = 4.95$

касание ВПП через 1,4 с после начала этапа. При этом значение скорости снижения близко к нулю. Однако, поскольку длительность этапа 2 ранее была выбрана равной 1,25 с независимо от значения Q_Y , и в этом случае должен быть реализован этап 3.

Но самым важным из приведенных рисунков является рис. 6, из которого следует, что если бы не использовался этап 3, то при $Q_Y = 4,95$ касание ВПП произошло бы через 2,5 с после начала этапа 2 при скорости снижения 0,45 м/с, что недопустимо.

Поскольку длительность этапа 3 различна для различных значений Q_Y , суммарная длительность режима посадки в целом также различна и составляет 3,39 с при $Q_Y = 4,75$, 4,28 с при $Q_Y = 4,85$ и 4,79 с при $Q_Y = 4,95$.

В таблице приведены значения параметров движения, подвергнутые конкатенации. Они соответствуют моменту окончания текущего этапа.

Предложена задача создания системы автоматической посадки пассажирского самолета, инициируемой извне и исключающей возможность влияния экипажа на режим посадки. Рассмотрены условия успешного решения задачи автоматической посадки самолета. Кратко изложен перечень режимов полета самолета при автоматическом управлении посадкой. Для решения задачи автоматического управления самолетом в продольной плоскости на самом ответственном заключительном режиме посадки предложен энергосберегающий алгоритм управления, обеспечивающий управление в режиме отрицательной обратной связи. Алгоритм управления разработан применительно к пассажирскому самолету ТУ-154М. При разработке алгоритма использованы следующие допущения:

- модель зависимости аэродинамических характеристик самолета от угла атаки — линейная;
- модель программного перевода тяги двигателей в режим малого газа на интервале 3 с от начала этапа выдерживания — линейная;
- использование углового ускорения самолета по каналу тангажа, возникающего при переключке руля высоты, в качестве управляющего сигнала;
- частота работы алгоритма управления равна 200 Гц.

Разработана модельная программа управления. Проведено математическое моделирование режима посадки самолета. В результате моделирования выявлено, что если для определения этапов использовать направление изменения угла тангажа, то режим посадки в общем случае складывается не из двух, а из трех этапов: увеличения угла тангажа (выравнивание), его уменьшения (выдерживание) и вновь увеличения угла (этап назван поддержанием). Необходимость введения третьего этапа обусловлена наличием погрешностей в аэродинамических характеристиках.

В целом подтверждено, что энергосберегающий алгоритм управления обеспечивает успеш-

ное решение задачи автоматической посадки пассажирского самолета на заключительном этапе его полета. При этом установлено, что длительность режима посадки не превышает 5 с.

Список литературы

1. Коптев А. Н. Авиационное и радиоэлектронное оборудование воздушных судов гражданской авиации. Кн. 3: учеб. пособие. Самара: Изд-во СГАУ, 2011. 392 с.

2. Петрищев В. Ф. Энергосберегающий алгоритм автоматического управления принудительной посадкой пассажирского самолета. Часть I // Мехатроника, автоматизация, управление. 2018. Т. 19, № 11. С. 725–733.

3. Петрищев В. Ф. Энергосберегающее управление объектами ракетно-космической техники. Самара: Изд-во СамНЦ РАН, 2017. 140 с.

4. Лигум Т. И., Скрипниченко С. Ю., Чульский Л. А., Шишмарев А. В., Юровский С. Ю. Аэродинамика самолета Ту-154. М.: Транспорт, 1977. 303 с.

5. Бехтир В. П., Ржевский В. М., Ципенко В. Г. Практическая аэродинамика самолета Ту-154М. М.: Воздушный транспорт, 1997. 86 с.

Energy-Saving Algorithm of Automatic Control of Compulsory Passenger Carrier Landing. Part II

V. F. Petrishchev, mail@samspace.ru,

Progress Space-Rocket Centre JSC, Samara, Russian Federation

Corresponding author: Petrishchev Vladimir F., D. Sc., Leading Researcher, Progress Space-Rocket Centre JSC, Samara, ..., Russian Federation, e-mail: mail@samspace.ru

Accepted July 07, 2018

Abstract

The task was to develop an automatic landing system (ALS) for a passenger carrier that can be externally activated and excludes the possibility of the crew's interference into the landing process, for example, when a carrier alters its nominal course or there is no contact with the crew. The air crash history saw a lot of cases that could have been prevented if the planes had had an ALS system and airports had had possibilities to activate that system and suspend the crew from flight control. One of such unforgettable examples is the New-York tragedy of September 11, 2001. State-of-the-art technology allows solving the problem of automatic carrier landing. The most remarkable example demonstrating solution of this problem is the automatic landing of the Buran orbiter 30 years ago on November 15, 1988. The article consists of two sections. The first section of the article deals with conditions of effective solution of autoland problem. It describes in short, the flight modes during automatic landing control. To solve the problem of automatic longitudinal control in the most crucial final landing mode, the author proposes an energy-saving control algorithm that provides control in the mode of negative feedback. The system status vector comprises six parameters: range, altitude, pitch angle, and their first-order derivatives. The control algorithm is developed for the Tupolev TU-154M airliner. In development of the algorithm, the following assumptions were used: a) a linear model of dependence of aerodynamic data on the angle of attack; b) a linear model of programmed switch of engine thrust to the idle mode on the interval of 3 seconds from the beginning of the flareout; c) a pitch angular acceleration, occurring at elevator rate reversal, as a control signal; d) the frequency of the control algorithm operation equal to 200 Hz. The second section further analyzes characteristics of the energy-saving algorithm of automatic control of compulsory passenger carrier landing during the final landing phase, which was developed in the first section. The author developed a model program of control and mathematically modeled the carrier landing phases. When switching from one phase to another, the motion parameters were concatenated so that the final motion parameters of the previous phase became the initial motion parameters of the next phase. The author also studied the influence of errors in aerodynamic data on the landing conditions. The modeling revealed that if a pitch deflection direction is used for the determination of phases, then in a general case, the landing mode consists not of two traditionally determined phases, but of the following three: pitch angle increase (flareout), pitch angle decrease (float), and again, pitch angle increase (this phase is called 'maintenance'). The necessity to introduce the third phase is determined by the presence of errors in the aerodynamic data of the airplane. On the whole, it is confirmed that the energy saving control algorithm provides successful solution of the problem of automatic landing of a passenger carrier at its final flight phase. At that, it is determined that the landing mode does not exceed 5 s.

Keywords: autoland, altitude, glissade, range, passenger carrier, elevator, velocity, engine thrust, angle of attack, pitch angle, energy saving algorithm

For citation:

Petrishchev Vladimir F. Energy-Saving Algorithm of Automatic Control of Compulsory Passenger Carrier Landing. Part II, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 11, pp. 788–796.

DOI: 10.17587/mau.19.788-796

References

1. Коптев А. Н. Авиационное и радиоэлектронное оборудование воздушных судов гражданской авиации (Avionics of Civil Aircraft). Vol. 3. Teaching aid, Samara, SGAU publ., 2011, 392 p.

2. Petrishchev V. F. *Energoberegayushchiy Algoritim Avtomaticheskogo Upravleniya Prinuditel'noy Posadkoy Passazhirskogo Samolyota* (Energy-saving algorithm of automatic control of compulsory passenger carrier landing. Part I), *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 11, pp. 725–733 (in Russian).

3. Petrishchev V. F. *Energoberegayushcheye upravlenie obyektami raketno-kosmicheskoi tekhniki* (Energy Saving Control of Rocket and Space Equipment), Samara, SamNTs RAN Publ, 2017, 140 p. (in Russian).

4. Лигум Т. И. et al. *Aerodinamika samolyota Tu-154* (Aerodynamics of the Tupolev Tu-154 Aircraft), Moscow, Transport Publ., 1977, 303 p. (in Russian).

5. Бехтир В. П., Ржевский В. М., Ципенко В. Г. *Prakticheskaya aerodinamika samolyota Tu-154M* (Practical Aerodynamics of the Tupolev Tu-154 Aircraft), Moscow, Vozdushnyi Transport Publ., 1997, 286 p. (in Russian).

Я. Г. Сапунков, канд. физ.-мат. наук, доц., iptmuran@san.ru,
А. В. Молоденков, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., iptmuran@san.ru,
Институт проблем точной механики и управления РАН, г. Саратов,
Т. В. Молоденкова, канд. физ.-мат. наук, доц., moltw@yandex.ru,
Саратовский государственный технический университет им. Ю. А. Гагарина

Алгоритм оптимальной по быстродействию переориентации осесимметричного космического аппарата в классе конических движений

В кватернионной постановке рассматривается задача программного оптимального по быстродействию разворота космического аппарата (КА) как твердого тела с одной осью симметрии и ограниченной функцией управления. С помощью замен переменных исходная задача оптимальной переориентации осесимметричного КА упрощается (в отношении динамических уравнений Эйлера) до задачи оптимального разворота твердого тела со сферическим распределением масс, содержащей одно дополнительное скалярное дифференциальное уравнение. Для этой задачи представлено точное аналитическое решение в классе конических движений. Дается алгоритм оптимальной переориентации КА. Приводится числовой пример.

Ключевые слова: оптимальное программное управление, космический аппарат, осесимметричное твердое тело, коническое движение

Введение

Точное аналитическое решение задачи оптимальной переориентации (оптимального разворота) для наиболее часто используемых функционалов оптимизации при произвольных граничных условиях по угловому положению и угловой скорости космического аппарата (КА) не найдено даже в случае сферической симметрии КА, не говоря уже о его произвольной динамической конфигурации. Известны лишь некоторые частные случаи решения задачи (см., например, работы [1–8]); в общем случае приходится рассчитывать только на приближенные численные методы. Между тем аналитическое решение задачи оптимального разворота КА (твердого тела) в замкнутой форме имеет не только теоретический, но и большой практический интерес, так как позволяет использовать на борту КА готовые законы программного управления и изменения оптимальной траектории.

В настоящей статье рассматривается задача программного оптимального по быстродействию разворота КА как твердого тела с одной осью симметрии при произвольных граничных условиях по угловому положению КА и ограниченной по модулю функции управления. С помощью замен переменных исходная задача

упрощается (в отношении динамических уравнений Эйлера) до задачи оптимального разворота твердого тела со сферическим распределением масс, содержащей одно дополнительное скалярное дифференциальное уравнение. С использованием кватернионов на основании принципа максимума Л. С. Понтрягина получено новое аналитическое решение этой задачи в классе конических движений. Представлено явное выражение для оптимального управления и постоянного по модулю оптимального вектора угловой скорости КА. Траектория движения осесимметричного КА представляет собой регулярную прецессию (в этом отличие предлагаемого решения от представленного в работе [4]). Векторы начального и конечного значений угловой скорости КА должны принадлежать конической поверхности, порождаемой произвольно заданными постоянными условиями задачи. На примере осесимметричного КА "Спейс Шаттл", рассматриваемого как твердое тело, приводятся результаты численного решения задачи оптимальной по быстродействию переориентации КА в классе конических движений (в виде регулярной прецессии).

Статья продолжает исследования, начатые в работе [9], где рассматривалась задача оптимального по быстродействию разворота сферически симметричного КА.

1. Постановка задачи

Движение КА как твердого тела с одной осью симметрии вокруг центра масс описывается дифференциальными уравнениями [1]:

$$2\dot{\mathbf{L}} = \mathbf{L} \circ \mathbf{w}; \quad (1.1)$$

$$I_1 \dot{w}_1 = M_1;$$

$$I_2 \dot{w}_2 = M_2 - (I_1 - I_2) w_1 w_3; \quad (1.2)$$

$$I_2 \dot{w}_3 = M_3 + (I_1 - I_2) w_1 w_2.$$

Здесь фазовыми координатами являются

• $\mathbf{L}(t)$ — нормированный кватернион поворота КА:

$$\begin{aligned} \mathbf{L}(t) &= l_0(t) + l_1(t)\mathbf{i}_1 + l_2(t)\mathbf{i}_2 + l_3(t)\mathbf{i}_3 = \\ &= [l_0(t), l_1(t), l_2(t), l_3(t)]^T; \quad (1.3) \\ \|\mathbf{L}\| &= l_0^2 + l_1^2 + l_2^2 + l_3^2 = 1, \end{aligned}$$

где $\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3$ — орты гиперкомплексного пространства (мнимые единицы Гамильтона), которые можно идентифицировать с ортами $\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3$ жестко связанного с КА трехмерного векторного пространства, и

• $\mathbf{w}(t)$ — вектор угловой скорости КА:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(t) &= w_1(t)\mathbf{i}_1 + w_2(t)\mathbf{i}_2 + w_3(t)\mathbf{i}_3 = \\ &= [w_1(t), w_2(t), w_3(t)]^T. \end{aligned}$$

Символ "o" означает кватернионное умножение, а управление — вектор $\mathbf{M}(t)$ действующего на КА внешнего момента:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(t) &= M_1(t)\mathbf{i}_1 + M_2(t)\mathbf{i}_2 + M_3(t)\mathbf{i}_3 = \\ &= [M_1(t), M_2(t), M_3(t)]^T. \end{aligned}$$

Фазовые координаты и управление подчинены требованиям задачи понತ್ರэгинского типа ($\mathbf{L}(t), \mathbf{w}(t)$ — непрерывные функции, $\mathbf{M}(t)$ — кусочно-непрерывная функция). В динамических уравнениях Эйлера (1.2) для КА с одной осью симметрии (направленной в нашем случае вдоль орта $\mathbf{i}_1$ связанной с КА системы координат) I_1, I_2 — главные центральные моменты инерции твердого тела, $I_1, I_2 = \text{const} > 0$.

На модуль вектора управления наложено наиболее простое из ограничений (область допустимых управлений — шар):

$$|\mathbf{M}| \leq M_{\max}. \quad (1.4)$$

Заданы произвольные граничные условия по угловому положению

$$\mathbf{L}(0) = \mathbf{L}_0, \mathbf{L}(T) = \mathbf{L}_T \quad (1.5)$$

и угловой скорости КА

$$\mathbf{w}(0) = \mathbf{w}_0, \mathbf{w}(T) = \mathbf{w}_T. \quad (1.6)$$

Требуется определить оптимальное управление $\mathbf{M}^{\text{опт}}(t)$ системой (1.1), (1.2) при условиях (1.4)—(1.6), доставляющее минимум функционалу (задача быстрогодействия):

$$J = T. \quad (1.7)$$

Как видно из соотношений (1.3), в задаче присутствует ограничение на фазовые координаты (компоненты кватерниона поворота КА).

2. Переход к безразмерным переменным

Перейдем от размерных переменных задачи к безразмерным по следующим формулам:

$$\begin{aligned} t^{\text{безраз}} &= t(M_{\max}/I^{\text{масш}})^{1/2}; \\ \mathbf{w}^{\text{безраз}} &= \mathbf{w}(I^{\text{масш}}/M_{\max})^{1/2}; \mathbf{M}^{\text{безраз}} = \mathbf{M}/M_{\max}; \\ I_k^{\text{безраз}} &= I_k/I^{\text{масш}}, k = 1, 2; \\ I^{\text{масш}} &= ((I_1^2 + 2I_2^2)/3)^{1/2}. \end{aligned}$$

При этом вид формул (1.1)—(1.3), (1.5)—(1.7) не изменится, а ограничение на модуль вектора управления (1.4) запишется следующим образом:

$$|\mathbf{M}| \leq 1. \quad (2.1)$$

Далее будем иметь в виду постановку задачи в безразмерных переменных и верхние индексы у них будут опущены.

3. Замены переменных в задаче с осевой симметрией КА

В целях упрощения (в отношении динамических уравнений Эйлера) задачи (1.1)—(1.3), (1.5)—(1.7), (2.1) осуществим замены переменных, сводящие исходную задачу к задаче оптимального разворота КА со сферическим распределением масс, содержащей одно дополнительное скалярное дифференциальное уравнение. Для этого перепишем уравнения (1.2) в виде

$$\begin{aligned} \dot{w}_1 &= m_1; \\ \dot{w}_2 &= b_1 m_2 - b w_1 w_3; \\ \dot{w}_3 &= b_1 m_3 - b w_1 w_2, \end{aligned}$$

где $m_1 = M_1/I_1, m_2 = M_2/I_1, m_3 = M_3/I_1, b = (I_1 - I_2)/I_2, b_1 = I_1/I_2$.

Заменим переменные w_1, w_2, w_3 на новые $\omega_1, \omega_2, \omega_3$:

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta(t)) & -\sin(\theta(t)) \\ 0 & \sin(\theta(t)) & \cos(\theta(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Тогда получим для уравнений Эйлера (1.2) в кватернионной записи

$$\dot{\omega} = \tilde{\mathbf{B}} \circ b_1 \mathbf{m} \circ \mathbf{B}; \quad (3.2)$$

$$\mathbf{B}(t) = \exp\{\mathbf{i}_1 \theta(t)/2\}, \quad (3.3)$$

где " $\sim$ " — сопряжение кватерниона, " $\exp\{\cdot\}$ " — кватернионная экспонента, вектор $\mathbf{m} = [m_1, m_2, m_3]^T$, а

$$\begin{aligned} \theta(t) &= b_2 \int_0^t \omega_1(\tau) d\tau, \\ b_2 &= b b_1^{-1} = 1 - I_2/I_1 = 1 - b_1^{-1}. \end{aligned} \quad (3.4)$$

Отметим, что $|\mathbf{B}(t)| = 1, \forall t$.

Кватернионное уравнение углового движения КА (1.1) при этом запишется следующим образом:

$$2\dot{\mathbf{L}} = \mathbf{L} \circ \mathbf{B} \circ (b_1^{-1} \omega_1 \mathbf{i}_1 + \omega_2 \mathbf{i}_2 + \omega_3 \mathbf{i}_3) \circ \tilde{\mathbf{B}}, \quad (3.5)$$

где кватернион $\mathbf{B}$ определяется соотношением (3.3).

С учетом начального условия по угловой скорости КА (1.5) уравнение (3.2) можно переписать следующим образом:

$$\dot{\omega} = \tilde{\beta} \circ b_1 \mathbf{m} \circ \beta; \quad (3.6)$$

$$\beta(t) = \exp\left\{\mathbf{i}_1 b_2 \int_0^t \left(\int_0^\tau m_1(\xi) d\xi + w_{01}\right) d\tau/2\right\} \quad (3.7)$$

Нелинейное выражение, стоящее в правой части (3.5) и зависящее только от переменных $m_k(t)$, $k = \overline{1,3}$, примем за новое управление $\mathbf{u}(t)$:

$$\mathbf{u} = \tilde{\beta} \circ b_1 \mathbf{m} \circ \beta, \quad (3.8)$$

где β определяется выражением (3.7). Отметим, что $u_1(t) = b_1 m_1(t)$, и поэтому в замене переменных (3.8) всегда можно совершить обратный ход: по новой векторной переменной $\mathbf{u}(t)$ (когда она будет известна) восстановить управление $\mathbf{m}(t)$ задачи (1.1), (1.2), (1.4)—(1.6), (2.1).

Модуль вектора нового управления связан с модулем вектора управляющего момента КА так:

$$\begin{aligned} |\mathbf{u}| &= |\tilde{\beta} \circ b_1 \mathbf{m} \circ \beta| = b_1 |\tilde{\beta}| |\mathbf{m}| |\beta| = \\ &= b_1 |\mathbf{m}| = b_1 |\mathbf{M}|/I_1 = |\mathbf{M}|/I_2. \end{aligned}$$

Исходя из (3.5), осуществим еще одну замену переменных:

$$\mathbf{L} = \mathbf{\Lambda} \circ \tilde{\mathbf{B}}, \quad (3.9)$$

где $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}(t)$ — новая кватернионная переменная, описывающая угловое положение КА, при этом, так как $\|\mathbf{B}(t)\| = |\mathbf{B}(t)|^2 = 1, \forall t$, то $\|\mathbf{L}(t)\| = \|\mathbf{\Lambda}(t)\| = 1, \forall t$.

С учетом всех указанных выше замен переменных задача оптимального разворота КА (1.1), (1.2), (1.4)—(1.6), (2.1) примет вид

$$2\dot{\mathbf{\Lambda}} = \mathbf{\Lambda} \circ \omega; \quad (3.10)$$

$$\dot{\omega} = \mathbf{u}; \quad (3.11)$$

$$\dot{\theta} = b_2 \omega_1; \quad (3.12)$$

$$|\mathbf{u}| \leq I_2^{-1}; \quad (3.13)$$

$$\theta(0) = 0; \quad (3.14)$$

$$\omega(0) = \omega_0 = b_1 w_{01} \mathbf{i}_1 + w_{02} \mathbf{i}_2 + w_{03} \mathbf{i}_3;$$

$$\mathbf{\Lambda}(0) = \mathbf{\Lambda}_0 = \mathbf{L}_0; \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \omega(T) &= \omega_T = \tilde{\mathbf{B}}(\theta(T)) \circ \\ &\circ (b_1 w_{T1} \mathbf{i}_1 + w_{T2} \mathbf{i}_2 + w_{T3} \mathbf{i}_3) \circ \mathbf{B}(\theta(T)); \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{\Lambda}(T) &= \mathbf{\Lambda}_T = \mathbf{L}_T \circ \mathbf{B}(\theta(T)); \\ J &= T \rightarrow \min, \end{aligned} \quad (3.17)$$

где $w_{01}, w_{02}, w_{03}, w_{T1}, w_{T2}, w_{T3}$ — компоненты вектора $\mathbf{w}(t) = [w_1(t), w_2(t), w_3(t)]^T$ в начальный и конечный моменты времени соответственно, а кватернион $\mathbf{B}(\theta(T))$ определяется по формуле (3.3).

Согласно соотношениям (3.9), (3.16) задачу (3.10)—(3.17) можно переформулировать так: в восьмимерном фазовом пространстве $\mathbf{\Lambda} \times \omega \times \theta$ управляемую систему (3.10)—(3.12) необходимо за минимальный промежуток времени перевести из начального состояния (3.14), (3.15) на многообразии, которое определяется соотношениями

$$\begin{aligned} \text{vect}(\mathbf{\Lambda} \circ \tilde{\mathbf{B}}(\theta) \circ \tilde{\mathbf{L}}_T) &= 0; \\ \omega - \tilde{\mathbf{B}}(\theta) \circ (b_1 w_{T1} \mathbf{i}_1 + w_{T2} \mathbf{i}_2 + w_{T3} \mathbf{i}_3) \circ \mathbf{B}(\theta) &= 0, \end{aligned} \quad (3.18)$$

где " $\text{vect}(\cdot)$ " обозначает векторную часть кватерниона.

Из этой задачи найдем оптимальные управление $\mathbf{u}^{\text{опт}}$ и траекторию $\mathbf{\Lambda}^{\text{опт}}$, $\boldsymbol{\omega}^{\text{опт}}$. Как видно, векторное дифференциальное уравнение (3.11) имеет структуру, соответствующую динамическим уравнениям Эйлера для сферически-симметричного твердого тела. Это существенно облегчает исследование задачи.

Далее будем рассматривать задачу (3.10)—(3.17), (3.18).

4. Применение принципа максимума

Выполним процедуру принципа максимума Л. С. Понтрягина [1, 10]. Введем вспомогательные функции $\Psi(t)$ (кватернион), $\boldsymbol{\varphi}(t)$ (вектор) и $\rho(t)$ (скаляр), сопряженные к фазовым координатам $\mathbf{\Lambda}(t)$, $\boldsymbol{\omega}(t)$ и $\theta(t)$. Составим функцию Гамильтона—Понтрягина

$$H = (\Psi, \mathbf{\Lambda} \circ \boldsymbol{\omega})/2 + (\boldsymbol{\varphi}, \mathbf{u}) + b_2 \omega_1 \rho, \quad (4.1)$$

где "(., .)" — скалярное произведение векторов.

Отметим, что фазовое ограничение на компоненты кватерниона $\mathbf{\Lambda}$ (1.3), которое переходит в ограничение на компоненты $\mathbf{L}$, является первым интегралом задачи и поэтому в процедуре принципа максимума не учитывается.

Сопряженная система:

$$\begin{cases} 2\dot{\Psi} = \Psi \circ \boldsymbol{\omega}; \\ \dot{\rho} = 0; \\ \dot{\boldsymbol{\varphi}} = -\text{vect}(\tilde{\mathbf{\Lambda}} \circ \Psi)/2 - b_2 \rho \mathbf{i}_1. \end{cases} \quad (4.2)$$

Как видно, уравнения для переменных Ψ и $\mathbf{\Lambda}$ совпадают с точностью до константы. Используя этот факт и введя обозначение [1]

$$\mathbf{p} = \text{vect}(\tilde{\mathbf{\Lambda}} \circ \Psi) = \tilde{\mathbf{\Lambda}} \circ \mathbf{c}_v \circ \mathbf{\Lambda}, \quad (4.3)$$

где $\mathbf{c}_v$ — произвольная векторная постоянная, сопряженную систему запишем следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{p}} = \tilde{\mathbf{\Lambda}} \circ \mathbf{c}_v \circ \mathbf{\Lambda}, \rho = \rho_0 = \text{const}; \\ \dot{\boldsymbol{\varphi}} = -\mathbf{p}/2 - b_2 \rho_0 \mathbf{i}_1. \end{cases} \quad (4.4)$$

Следует отметить, что применение этого приема [1], основанного на самосопряженности дифференциальной кватернионной системы уравнений (3.10) (замена кватернионной сопряженной переменной Ψ на векторную переменную $\mathbf{p}$ (4.3)), позволяет понизить размерность

краевой задачи, получаемой после применения принципа максимума, на четыре единицы.

Условие максимума функции Гамильтона—Понтрягина (4.1) на компактном множестве (3.13) дает следующую структуру оптимального управления:

$$\mathbf{u}^{\text{опт}} = \boldsymbol{\varphi}/(|\boldsymbol{\varphi}|I_2). \quad (4.5)$$

Из соотношений (3.10), (3.11), (4.4), (4.5) имеем

$$\dot{\mathbf{p}} = [\mathbf{p}, \boldsymbol{\omega}]; \quad (4.6)$$

$$\mathbf{p} = -2 \left(\left(|\boldsymbol{\varphi}| \frac{d^2 \boldsymbol{\omega}}{dt^2} + \frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt} \frac{d|\boldsymbol{\varphi}|}{dt} \right) I_2 + b_2 \rho_0 \mathbf{i}_1 \right), \quad (4.7)$$

где "[., .]" означает векторное произведение.

Подставляя выражение (4.7) в (4.6), получим

$$\begin{aligned} \frac{d^3 \boldsymbol{\omega}}{dt^3} = & \left[\frac{d^2 \boldsymbol{\omega}}{dt^2} + \frac{b_2 \rho_0 \mathbf{i}_1}{I_2}, \boldsymbol{\omega} \right] + \\ & + \frac{1}{|\boldsymbol{\varphi}|} \left(\frac{d|\boldsymbol{\varphi}|}{dt} \left(\left[\frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt}, \boldsymbol{\omega} \right] - 2 \frac{d^2 \boldsymbol{\omega}}{dt^2} \right) - \frac{d^2 |\boldsymbol{\varphi}|}{dt^2} \frac{d\boldsymbol{\omega}}{dt} \right). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Таким образом, оптимальная угловая скорость КА на всем интервале времени движения удовлетворяет векторному дифференциальному уравнению третьего порядка (4.8).

Из постановки задачи видно, что конечные значения фазовых координат $\mathbf{\Lambda}(t)$, $\boldsymbol{\omega}(t)$ не являются фиксированными величинами, а принадлежат многообразию, определяемому выражениями (3.4), (3.15), (3.16), (3.18). Поэтому для фазовых координат $\mathbf{\Lambda}(t)$, $\boldsymbol{\omega}(t)$, $\theta(t)$ и сопряженных переменных $\Psi(t)$, $\boldsymbol{\varphi}(t)$, ρ_0 в момент времени $t = T$ верны условия трансверсальности:

$$\text{scal}(\tilde{\mathbf{\Lambda}} \circ \Psi(t)) = 0, \quad (4.9)$$

где "scal(.)" обозначает скалярную часть кватерниона, и

$$\rho_0 + p_1(T)/2 + \varphi_2(T)\omega_3(T) - \varphi_3(T)\omega_2(T) = 0, \quad (4.10)$$

полное построение которых приведено в приложении.

Относительно условия (4.9) отметим, что оно выполняется автоматически при переходе к вектору сопряженных переменных $\mathbf{p}$ (4.3). Условие (4.10) вытекает из первого интеграла задачи (3.10)—(3.17), (4.2), (4.4)—(4.6), (4.8), который справедлив для оптимального управления и оптимальной траектории и получается

на основе выражений (3.11), (4.4)—(4.6). Покажем это.

Из выражений (3.11), (4.5) следует, что $[\dot{\omega}, \phi] = 0$, $\forall t \in [0, T]$. Тогда с учетом выражения для ϕ (4.4) и $\dot{p}$ (4.6) можем записать

$$\dot{\omega}_2 \phi_3 - \dot{\omega}_3 \phi_2 + \omega_2 \dot{\phi}_3 - \omega_3 \dot{\phi}_2 = \dot{p}_1/2$$

или

$$p_1(t)/2 + \omega_3(t)\phi_2(t) - \omega_2(t)\phi_3(t) = \text{const} = \rho_0, \quad \forall t \in [0, T]. \quad (4.11)$$

Это выражение и есть первый интеграл задачи (3.10)—(3.17), (3.18), (4.2), (4.4)—(4.6), (4.8).

5. Аналитическое решение задачи оптимального разворота КА в классе конических движений

Рассмотрим класс частных решений задачи оптимального по быстродействию разворота КА при условии, что модуль вектора ϕ сохраняет постоянное значение, т.е.

$$|\phi| = c. \quad (5.1)$$

В этом случае сопряженные переменные p , ϕ и управление u выражаются через вектор угловой скорости ω по формулам

$$\phi = cI_2\dot{\omega}; \quad p = -2(cI_2\dot{\omega} + b_2\rho_0\dot{\mathbf{i}}_1); \quad u = \dot{\omega}. \quad (5.2)$$

При этом угловая скорость должна удовлетворять уравнению

$$\ddot{\omega} = [\dot{\omega} + \dot{\mathbf{i}}_1 b_2 \rho_0 / I_2, \omega]. \quad (5.3)$$

Решение поставленной задачи оптимального управления (3.10)—(3.17) сводится, тем самым, к решению краевой задачи (3.10), (3.12), (3.14)—(3.16), (3.18), (5.3). Отметим, что, не нарушая общности, постоянную c в выражениях (5.1), (5.2) можно положить равной $c = 1/I_2$.

Будем искать решение уравнений (3.10), (5.3) в классе конических движений. Для этого оптимальную угловую скорость КА представим следующим образом:

$$\omega(t) = \mathbf{i}_1 \gamma + \alpha \tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ (\mathbf{i}_2 \sin \Omega t + \mathbf{i}_3 \cos \Omega t) \circ \mathbf{e}_\delta, \quad (5.4)$$

где α , δ , γ , Ω — неопределенные постоянные, а $\mathbf{e}_\delta = \exp\{\mathbf{i}_1 \delta/2\}$.

Последовательно дифференцируя (5.1) три раза по переменной t , получим:

$$\dot{\omega} = \alpha \Omega \tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ (\mathbf{i}_2 \cos \Omega t - \mathbf{i}_3 \sin \Omega t) \circ \mathbf{e}_\delta; \quad (5.5)$$

$$\ddot{\omega} = -\alpha \Omega^2 \tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ (\mathbf{i}_2 \sin \Omega t + \mathbf{i}_3 \cos \Omega t) \circ \mathbf{e}_\delta; \quad (5.6)$$

$$\ddot{\omega} = -\alpha \Omega^3 \tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ (\mathbf{i}_2 \cos \Omega t - \mathbf{i}_3 \sin \Omega t) \circ \mathbf{e}_\delta. \quad (5.7)$$

Подставляя (5.4)—(5.7) в выражение (5.3) и учитывая выражения (3.11), (4.5), (4.11), убедимся в выполнении равенства в (5.3); при этом

$$\gamma = \Omega - b_2 \alpha^2 / ((1 + b_2) \Omega), \quad \rho_0 = 2 \alpha^2 I_2 \Omega / (1 + b_2). \quad (5.8)$$

Отметим, что

$$\begin{aligned} \ddot{\omega} &= [\ddot{\omega} + b_2 \rho_0 \dot{\mathbf{i}}_1 / (2I_2), \omega] = \\ &= ((\ddot{\omega} + b_2 \rho_0 \dot{\mathbf{i}}_1 / (2I_2)) \circ \omega - \\ &- \omega \circ (\ddot{\omega} + b_2 \rho_0 \dot{\mathbf{i}}_1 / (2I_2))) / 2. \end{aligned}$$

Траектория движения КА при угловой скорости (5.4) из выражений (3.10), (3.16) находится явно и имеет вид регулярной прецессии:

$$\Lambda(t) = \Lambda_0 \circ \tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ \exp\{(\mathbf{i}_3 \alpha + \mathbf{i}_1 (\gamma - \Omega))t/2\} \circ \exp\{\mathbf{i}_1 (\Omega t + \delta)/2\}. \quad (5.9)$$

Вектор оптимального управления u определяется из формул (5.2), (5.5). Ограничение (3.13) будет выполнено, если потребовать

$$\alpha^2 \Omega^2 = I_2^{-2}. \quad (5.10)$$

Возвращаясь к исходным безразмерным переменным задачи (1.1), (1.2), (1.4)—(1.6), (2.1), запишем окончательные выражения для вектора оптимальной угловой скорости:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(t) &= \mathbf{i}_1 b_1^{-1} \gamma + \alpha (\mathbf{i}_2 \sin((\Omega - b_2 \gamma)t + \delta) + \\ &+ \mathbf{i}_3 \cos((\Omega - b_2 \gamma)t + \delta)), \end{aligned} \quad (5.11)$$

кватерниона оптимальной траектории

$$\begin{aligned} \mathbf{L}(t) &= \mathbf{L}_0 \circ \tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ \exp\{(\mathbf{i}_3 \alpha + \mathbf{i}_1 (\gamma - \Omega))t/2\} \circ \\ &\circ \exp\{\mathbf{i}_1 ((b_2 \gamma + \Omega)t + \delta)/2\} \end{aligned} \quad (5.12)$$

и вектора оптимального управляющего момента КА

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(t) &= I_2 \alpha \Omega (\mathbf{i}_2 \cos((\Omega + b_2 \omega_1)t - \delta) - \\ &- \mathbf{i}_3 \sin((\Omega + b_2 \omega_1)t - \delta)), \end{aligned} \quad (5.13)$$

где γ определяется первым из выражений (5.8).

При $t = 0$ из выражения (5.7) имеем

$$\mathbf{w}(0) = \mathbf{i}_1 b_1^{-1} (\Omega - b_2 \alpha^2 / ((1 + b_2) \Omega)) + \alpha (\mathbf{i}_2 \sin \delta + \mathbf{i}_3 \cos \delta). \quad (5.14)$$

При $t = T$ из соотношений (1.4), (5.11), (5.12) имеем

$$\mathbf{w}(T) = \mathbf{i}_1 b_1^{-1} (\Omega - b_2 \alpha^2 / ((1 + b_2) \Omega)) + \alpha (\mathbf{i}_2 \sin((\Omega - b_2 \gamma)T + \delta)) + \mathbf{i}_3 \cos((\Omega - b_2 \gamma)T + \delta); \quad (5.15)$$

$$\text{vect}(\tilde{\mathbf{e}}_\delta \circ \exp\{\mathbf{i}_3 \alpha + \mathbf{i}_1 b_2 \alpha^2 / ((1 + b_2) \Omega) T / 2\} \circ$$

$$\circ \exp\{\mathbf{i}_1 (\Omega T (1 + b_2) - b_2 \alpha^2 T / ((1 + b_2) \Omega)) + \delta\} / 2\} \circ (5.16)$$

$$\circ \tilde{\mathbf{L}}_T \circ \mathbf{L}_0 = 0.$$

В выражения (5.14), (5.15) входят три произвольные постоянные α , δ , Ω и неизвестное время переориентации T . Определяя их из условия (5.10) и системы трех нелинейных алгебраических уравнений (5.16), удовлетворим граничные условия по угловому положению КА (1.4) (α , δ , Ω , T будут зависеть от компонент кватернионов $\mathbf{L}_0$, $\mathbf{L}_T$ и главных центральных моментов инерции КА (твердого тела) I_1 , I_2). Из-за недостаточного числа произвольных постоянных в решении задачи на величины $\mathbf{w}_0$, $\mathbf{w}_T$ (1.4) налагаются требования вида (5.14), (5.15).

Таким образом, в случаях, когда на граничные условия по угловой скорости КА наложены ограничения вида (5.14), (5.15) (это означает, что вектор угловой скорости $\mathbf{w}(t)$ на всем интервале времени движения принадлежит некоторой конической поверхности, определяемой в пространстве заданными постоянными задачи I_1 , I_2 , $\mathbf{L}_0$, $\mathbf{L}_T$), траектория углового движения осесимметричного КА находится в классе конических движений и определяется явными аналитическими выражениями (5.11), (5.12), управляющий момент КА определяется соотношением (5.13) и, согласно (5.10), подчинен ограничению (2.1):

$$|\mathbf{M}(t)|^2 = I_2^2 \alpha^2 \Omega^2 = I_2^2 I_2^{-2} = 1, \forall t \in [0, T].$$

Из выражений (4.4), (4.5), (4.11), (5.2), (5.5) и (5.8) можно найти сопряженные переменные. Тем самым задача при существующих ограничениях решена полностью.

Приведем алгоритм решения задачи оптимального разворота осесимметричного КА (1.1), (1.2), (1.4)–(1.6), (2.1) в безразмерных переменных в классе конических движений.

Шаг 1. По заданным кватернионам $\mathbf{L}_0$, $\mathbf{L}_T$ (1.5), главным центральным моментам инер-

ции КА (твердого тела) I_1 , I_2 и формулам (5.10), (5.16) определяются величины α , δ , Ω и время переориентации КА (время быстрогодействия) T .

Шаг 2. Используя α , δ , Ω , I_1 , I_2 , T , вычисляются значения векторов $\mathbf{w}_0^{\text{Быч}}$, $\mathbf{w}_T^{\text{Быч}}$ по формуле (5.14):

$$\mathbf{w}_0^{\text{Быч}} = \mathbf{i}_1 (\Omega - b_2 \alpha^2 / ((1 + b_2) \Omega)) I_2 / I_1 + \alpha (\mathbf{i}_2 \sin \delta + \mathbf{i}_3 \cos \delta)$$

и по формуле (5.15):

$$\mathbf{w}_T^{\text{Быч}} = \mathbf{i}_1 (\Omega - b_2 \alpha^2 / ((1 + b_2) \Omega)) I_2 / I_1 + \alpha (\mathbf{i}_2 \sin((\Omega - b_2 \gamma)T + \delta)) + \mathbf{i}_3 \cos((\Omega - b_2 \gamma)T + \delta), \quad b_2 = 1 - I_2 / I_1.$$

Шаг 3. Полученные значения $\mathbf{w}_0^{\text{Быч}}$, $\mathbf{w}_T^{\text{Быч}}$ сравниваются с заданными в (1.6) величинами $\mathbf{w}_0$, $\mathbf{w}_T$.

Шаг 4. Если равенство на шаге 3 алгоритма выполняется, то оптимальное решение задачи находится в классе конических движений; при этом угловая скорость КА, траектория его углового движения и вектор управляющего момента вычисляются по формулам (5.11)–(5.13) и шагу 1 алгоритма.

Шаг 5. Сопряженные переменные задачи находятся по формулам (4.4), (4.5), (4.11), (5.2), (5.5) и (5.8).

6. Числовой пример

В данном разделе на примере КА "Спейс Шаттл" [11] приводятся результаты численного решения задачи оптимального по быстродействию разворота осесимметричного КА в классе конических движений по формулам раздела 5. На рисунке представлены графики изменения во времени компонент угловой скорости $w_i(t)$, $i = \overline{1, 3}$, векторной части кватерниона ориентации $L_i(t)$, $i = \overline{1, 3}$, и компонент вектора управляющего момента $M_i(t)$, $i = \overline{1, 3}$, КА.

Расчеты проводили для значений:

$$I_1 = 3\,400\,648 \text{ кг} \cdot \text{м}^2, \quad I_2 = 21\,041\,672 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

$$I_3 = I_2 = 21\,041\,672 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

$$\text{или } I_1 = 0,1967, \quad I_2 = 1,2168, \quad I_3 = I_2$$

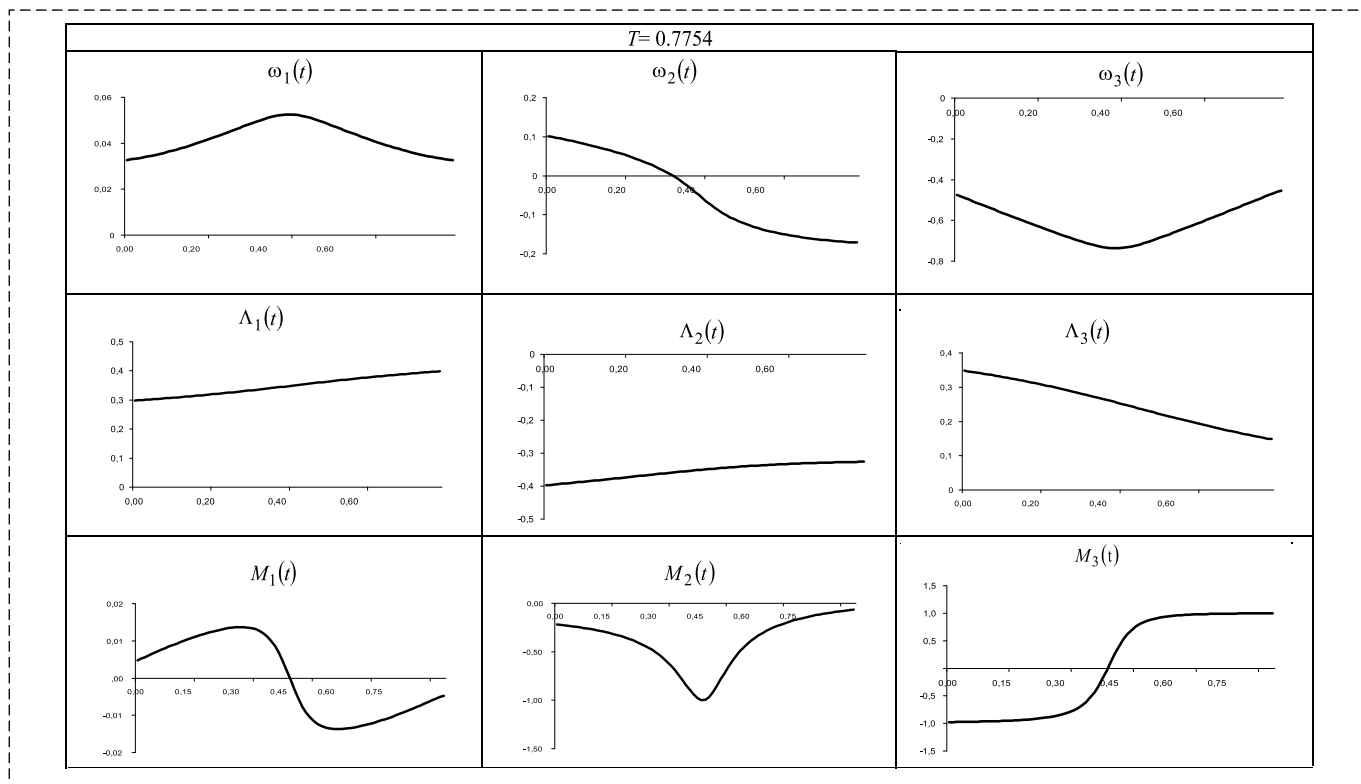
(безразмерные моменты инерции);

$$\mathbf{L}_0 = [0,79505; 0,29814; -0,39752; 0,34783]^T;$$

$$\mathbf{L}_T = [0,84434; 0,39846; -0,3260; 0,14848]^T;$$

$$\mathbf{w}_0 = [0,03268; 0,10119; -0,47492]^T;$$

$$\mathbf{w}_T = [0,03268; -0,17132; -0,45435]^T, \quad (6.1)$$



Решение задачи в классе конических движений
Solution of the problem in the class of conical motions

где граничные условия по угловой скорости КА удовлетворяют ограничениям раздела 5. Учитывалось ограничение на управление в безразмерном виде $|\mathbf{M}| \leq 1$ (2.1).

Вначале по формулам (5.10), (5.16) находили величины α , δ , Ω , T ($\alpha = 1,17404$, $\delta = -3,35152$, $\Omega = 0,70042$, $T = 0,77536$), затем по формулам (5.11)–(5.13) определяли векторы $\mathbf{w}$, $\mathbf{M}$ и кватернион $\mathbf{L}$.

Отметим, что кватернион ориентации КА $\mathbf{L}(t)$ может быть двузначным [1], т. е. $\mathbf{L}$ и $-\mathbf{L}$ соответствуют одному и тому же угловому положению КА в пространстве.

Заключение

Представленное в статье аналитическое решение задачи оптимального разворота осесимметричного КА (твёрдого тела) в классе конических движений (в виде регулярной прецессии) может найти свое применение при построении систем управления КА, как и известное оптимальное аналитическое решение задачи, полученное в классе конических движений для частного случая граничных условий по угловой скорости КА [4].

ПРИЛОЖЕНИЕ

Построение условий трансверсальности.

При построении условий трансверсальности воспользуемся работой [10] и подходом [12]. Для этого перепишем конечные условия (3.15), (3.16) $(\theta(T) = \theta_T)$:

$$\begin{aligned} & \boldsymbol{\omega}(T) - \tilde{\mathbf{B}}(\theta_T) \circ (b_1 w_{T_1} \mathbf{i}_1 + w_{T_2} \mathbf{i}_2 + w_{T_3} \mathbf{i}_3) \circ \\ & \circ \mathbf{B}(\theta_T) = 0; \\ & \text{vect}(\tilde{\Lambda}(T) \circ \mathbf{L}_T \circ \mathbf{B}(\theta_T)) = 0 \end{aligned} \quad (\text{П. 1})$$

или, записывая кватернион $\tilde{\mathbf{B}}(\theta_T)$ в явном виде:

$$\begin{aligned} & \boldsymbol{\omega}(T) \circ (\cos(\theta_T/2) - \mathbf{i}_1 \sin(\theta_T/2)) \circ \\ & \circ (b_1 w_{T_1} \mathbf{i}_1 + w_{T_2} \mathbf{i}_2 + w_{T_3} \mathbf{i}_3) \circ \\ & \circ (\cos(\theta_T/2) + \mathbf{i}_1 \sin(\theta_T/2)) = 0; \\ & \text{vect}(\Lambda(T) \circ \mathbf{L}_T \circ \\ & \circ (\cos(\theta_T/2) + \mathbf{i}_1 \sin(\theta_T/2))) = 0. \end{aligned} \quad (\text{П. 2})$$

Фазовые координаты $\boldsymbol{\omega}$, Λ , θ должны удовлетворять условиям трансверсальности:

$$\varphi_i + \sum_{k=1}^6 a_k \frac{\partial G_k}{\partial \omega_i} = 0, \quad t = T; \quad i = \overline{1, 3};$$

$$\psi_i + \sum_{k=1}^6 a_k \frac{\partial G_k}{\partial \lambda_j} = 0, \quad t = T; \quad j = \overline{0, 3};$$

$$\rho_0 + \sum_{k=1}^6 a_k \frac{\partial G_k}{\partial \theta} = 0, \quad t = T,$$

где a_k ($k = \overline{1, 6}$) есть множители Лагранжа, подлежащие определению; соотношения

$$G_k(t; \omega_1, \omega_2, \omega_3; \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3; \theta) = 0 \quad (t = T; k = \overline{1, 6})$$

задают многообразие конечного состояния и соответствуют условиям (П. 1):

$$\begin{aligned} G_1 &= \omega_1 - w_{T_1} b_1 = 0; \\ G_2 &= \omega_2 - w_{T_2} \cos \theta_T - w_{T_3} \sin \theta_T = 0; \\ G_3 &= \omega_3 + w_{T_2} \sin \theta_T - w_{T_3} \cos \theta_T = 0; \\ G_4 &= F_1 \cos(\theta_T/2) + F_0 \sin(\theta_T/2); \\ G_5 &= F_2 \cos(\theta_T/2) + F_3 \sin(\theta_T/2); \\ G_6 &= F_3 \cos(\theta_T/2) + F_2 \sin(\theta_T/2), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} F_0 &= L_{T_0} \lambda_0 + L_{T_1} \lambda_1 + L_{T_2} \lambda_2 + L_{T_3} \lambda_3; \\ F_1 &= L_{T_1} \lambda_0 - L_{T_0} \lambda_1 - L_{T_3} \lambda_2 + L_{T_2} \lambda_3; \\ F_2 &= L_{T_2} \lambda_0 + L_{T_3} \lambda_1 - L_{T_0} \lambda_2 - L_{T_1} \lambda_3; \\ F_3 &= L_{T_3} \lambda_0 - L_{T_2} \lambda_1 + L_{T_1} \lambda_2 - L_{T_0} \lambda_3. \end{aligned}$$

Условия трансверсальности примут вид:

$$\varphi_1 + a_1 = 0, \quad \varphi_2 + a_2 = 0, \quad \varphi_3 + a_3 = 0; \quad (\text{П. 3})$$

$$\begin{aligned} \psi(T) - \mathbf{L}_T \circ (\cos(\theta_T/2) + \mathbf{i}_1 \sin(\theta_T/2)) \circ \\ \circ (a_4 \mathbf{i}_1 + a_5 \mathbf{i}_2 + a_6 \mathbf{i}_3) = 0; \end{aligned} \quad (\text{П. 4})$$

$$\begin{aligned} \rho_0 + a_2(w_{T_2} \sin \theta_T - w_{T_3} \cos \theta_T) + \\ + a_3(w_{T_2} \cos \theta_T + w_{T_3} \sin \theta_T) + \\ + a_4[F_0 \cos(\theta_T/2) - F_1 \sin(\theta_T/2)]/2 + \\ + a_5[F_3 \cos(\theta_T/2) - F_2 \sin(\theta_T/2)]/2 - \\ - a_6[F_2 \cos(\theta_T/2) + F_3 \sin(\theta_T/2)]/2 = 0. \end{aligned} \quad (\text{П. 5})$$

Исключим из полученных условий трансверсальности множители Лагранжа a_k ($k = \overline{1, 6}$). Из условий (П. 3) имеем

$$a_1 = -\varphi_1, \quad a_2 = -\varphi_2, \quad a_3 = -\varphi_3. \quad (\text{П. 6})$$

Учитывая (3.9), (П. 4) перепишем в виде

$$(a_4 \mathbf{i}_1 + a_5 \mathbf{i}_2 + a_6 \mathbf{i}_3) = \tilde{\Lambda}(T) \circ \psi(T).$$

Поскольку в левой части равенства стоит кватернион с нулевой скалярной частью (вектор), то

$$\begin{aligned} \text{scal}(\tilde{\Lambda}(T) \circ \psi(T)) &= 0; \\ (a_4 \mathbf{i}_1 + a_5 \mathbf{i}_2 + a_6 \mathbf{i}_3) &= \text{vect}(\tilde{\Lambda}(T) \circ \psi(T)). \end{aligned} \quad (\text{П. 7})$$

Таким образом, имеем первое условие трансверсальности, не содержащее неизвестных констант; запишем его в кватернионной и скалярной формах:

$$\text{scal}(\tilde{\Lambda}(T) \circ \psi(T)) = 0 \quad (\text{П. 8})$$

или

$$\begin{aligned} \lambda_0(T) \psi_0(T) + \lambda_1(T) \psi_1(T) + \\ + \lambda_2(T) \psi_2(T) + \lambda_3(T) \psi_3(T) = 0. \end{aligned}$$

Используя (3.1), (3.9), (3.10), (П. 7), а также выражения для первой компоненты вектора $\mathbf{p}$ (4.3) $p_1 = \psi_1 \lambda_0 - \psi_0 \lambda_1 + \psi_2 \lambda_3 - \psi_3 \lambda_2$, второе условие трансверсальности (П. 5) преобразуем в выражение

$$\begin{aligned} \rho_0 + p_1(T)/2 + \varphi_2(T) \omega_3(T) - \\ - \varphi_3(T) \omega_2(T) = 0. \end{aligned} \quad (\text{П. 9})$$

Таким образом, условия трансверсальности, связывающие основные фазовые и сопряженные переменные задачи (3.11)–(3.17) (исключена переменная θ), представляются выражениями (П. 8), (П. 9).

Список литературы

1. Бранец В. Н., Шмыглевский И. П. Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела. М.: Наука, 1973. 320 с.
2. Scrivenner S. L., Thompson R. C. Survey of time-optimal attitude maneuvers // J. Guidance, Control, and Dynamics. 1994. V. 17, N. 2. P. 225–233.
3. Петров Б. Н., Боднер В. А., Алексеев К. Б. Аналитическое решение задачи управления пространственным поворотным маневром // Докл. АН СССР. 1970. Т. 192, № 6. С. 1235–1238.
4. Бранец В. Н., Черток М. Б., Казначеев Ю. В. Оптимальный разворот твердого тела с одной осью симметрии // Космич. исследования. 1984. Т. 22, Вып. 3. С. 352–360.
5. Сиротин А. Н. Оптимальное управление переориентацией симметричного твердого тела из положения покоя в положение покоя // Изв. АН СССР. МТТ. 1989. № 1. С. 36–47.
6. Левский М. В. Применение принципа максимума Л. С. Понтрягина к задачам оптимального управления ориентацией космического аппарата // Изв. РАН. ТиСУ. 2008. № 6. С. 144–157.
7. Молоденков А. В., Сапунков Я. Г. Новый класс аналитических решений в задаче оптимального разворота сферически симметричного твердого тела // Изв. РАН. МТТ. 2012. № 2. С. 16–27.
8. Молоденков А. В., Сапунков Я. Г. Аналитическое решение задачи оптимального в смысле комбинированного функционала разворота твердого тела в классе конических движений // Изв. РАН. МТТ. 2016. № 2. С. 3–16.
9. Сапунков Я. Г., Молоденков А. В. Алгоритм оптимального по быстродействию разворота космического аппарата в классе конических движений // Мехатроника, автоматизация, управление. 2013. № 10. С. 66–70.

10. Понtryагин Л. С., Болтыанский В. Г., Гамкредидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Физматгиз, 1961. 391 с.

11. Li, F., Bainum P. M. Numerical Approach for Solving Rigid Spacecraft Minimum Time Attitude Maneuvers // J. Guidance, Contr., and Dynamics. 1990. V. 13, N. 1. P. 38–45.

12. Зелепукина О. В., Челноков Ю. Н. Кватернионное решение задач управления угловым движением динамически симметричного космического аппарата // Сб. тр. Междунар. конф. "Проблемы и перспективы прецизионной механики и управления в машиностроении". Саратов: ИП-ТМУ РАН, 2002. С. 180–188.

Algorithm of the Time-Optimal Reorientation of an Axially Symmetric Spacecraft in the Class of Conical Motions

Ya. G. Sapunkov, A. V. Molodenkov, iptmuran@san.ru,

Precision Mechanics and Control Problems Institute of RAS, Saratov,

T. V. Molodenkova, moltw@yandex.ru, Yu. A. Gagarin Saratov State Technical University,

Corresponding author: **Molodenkov Aleksey V.**, Ph. D., Senior Researcher,
Precision Mechanics and Control Problems Institute of RAS, Saratov, e-mail: iptmuran@san.ru

Accepted on July 03, 2018

Abstract

The problem of the time-optimal turn of a spacecraft as a rigid body with one axis of symmetry and bounded control function in absolute value is considered in the quaternion statement. For simplifying problem (concerning dynamic Euler equations), we change the variables reducing the original optimal turn problem of axially symmetric spacecraft to the problem of optimal turn of the rigid body with spherical mass distribution including one new scalar equation. Using the Pontryagin maximum principle, a new analytical solution of this problem in the class of conical motions is obtained. Algorithm of the optimal turn of a spacecraft is given. An explicit expression for the constant in magnitude optimal angular velocity vector of a spacecraft is found. The motion trajectory of a spacecraft is a regular precession. The conditions for the initial and terminal values of a spacecraft angular velocity vector are formulated. These conditions make it possible to solve the problem analytically in the class of conical motions. The initial and the terminal vectors of spacecraft angular velocity must be on the conical surface generated by arbitrary given constant conditions of the problem. The numerical example is presented. The example contain optimal reorientation of the Space Shuttle in the class of conical motions.

Keywords: optimal program control, spacecraft, axially symmetric rigid body, conical motion

For citation:

Sapunkov Ya. G., Molodenkov A. V., Molodenkova T. V. Algorithm of the Time-Optimal Reorientation of an Axially Symmetric Spacecraft in the Class of Conical Motions, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 12, pp. 797–805.

DOI: 10.17587/mau.19.797-805

References

1. Branets V. N., Shmyglevskij I. P. *Primenenie kvaternionov v zadachax orientatsii tverdogo tela* (The Use of Quaternions in Problems of Orientation of Solid Bodies), Moscow, Nauka, 1973. 320 p. (in Russian).

2. Scrivener S. L., Thompson R. C. Survey of time-optimal attitude maneuvers, *J. guidance, control, and dynamics*, 1994, vol. 17, no. 2, pp. 225–233.

3. Petrov B. N., Bodner V. A., Alekseev K. B. *Analiticheskoe reshenie zadachi upravleniya prostranstvennym povorotnym manevrom* (Analytical Solution of the Spatial Slew Manuever), *Doklady Akademii Nauk SSSR*, 1970, vol. 192, no. 6, pp. 1235–1238 (in Russian).

4. Branets V. N., Chertok M. B., Kaznacheev Yu. V. *Optimal'nyy razvorot tverdogo tela s odnoy osyu simmetrii* (Optimal Slew of a Solid Body with a Single Symmetry Axis), *Kosmicheskie Issledovaniya*, 1984, vol. 22, no. 3, pp. 352–360 (in Russian).

5. Sirotnin A. N. *Optimal'noe upravlenie pereorientatsiej simmetrichnogo tverdogo tela iz polozheniya pokoya v polozhenie pokoya* (Optimal Reorientation of a Symmetric Solid Body from a State of Rest to Another State of Rest), *Izvestiya Akademii Nauk SSSR. Mekh. Tverd. Tela*, 1989, no. 1, pp. 36–46 (in Russian).

6. Levskij M. V. *Primenenie principa maksimuma* L. S. Pontryagina k zadacham optimal'nogo upravleniya orientatsiej kosmi-

cheskogo apparata (Pontryagin's Maximum Principle in Optimal Control Problems of Orientation of a Spacecraft, *Izvestiya Rossiyskoi Akademii Nauk. Teoriya i Sistemy Upravleniya*, 2008, no. 6, pp. 144–157 (in Russian).

7. Molodenkov A. V., Sapunkov Ya. G. A New Class of Analytic Solutions in the Optimal Turn Problem for a Spherically Symmetric Body, *Mech. Solids*, 2012. vol. 47, no. 2, pp. 167–177.

8. Molodenkov A. V., Sapunkov Ya. G. Analytical Solution of the Optimal Attitude Maneuver Problem with a Combined Objective Functional for a Rigid Body in the Class of Conical Motions, *Mech. Solids*, 2016, vol. 51, no. 2, pp. 135–147.

9. Sapunkov Ya. G., Molodenkov A. V. *Algoritm optimal'nogo po bystrodeystviyu razvorota kosmicheskogo apparata v klasse konicheskix dvizhenij* (Algorithm of the Time-Optimal Turn of a Spacecraft in the Class of Conical Motion), *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2013, no. 10, pp. 66–70 (in Russian).

10. Pontryagin L. S., Boltyanskij V. G., Gamkrelidze R. V., Mishhenko E. F. *Matematicheskaya teoriya optimal'nykh processov* (The Mathematical Theory of Optimal Processes), Moscow, Nauka, 1961, 384 p. (in Russian).

11. Li, F., Bainum P. M. Numerical Approach for Solving Rigid Spacecraft Minimum Time Attitude Maneuvers, *J. Guidance, Control, and Dynamics*, 1990, vol. 13, no. 1, pp. 38–45.

12. Zelapukina O. V., Chelnokov Yu. N. *Kvaternionnoe reshenie zadach upravleniya uglovym dvizheniem dinamicheskii simmetrichnogo kosmicheskogo apparata* (Quaternion Solution of Control Problems of Angular Motion of Dynamically Symmetric Spacecraft), in *Proc. of Int. Conf. of Problems and Perspectives of Precision Mechanics, Precision Mech. and Cont. Problems. Inst., Rus. Acad. of Sci., Saratov*, 2002, pp. 180–188 (in Russian).

С. Ф. Сергеев, д-р психол. наук, проф., sspost@mail.ru,
Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

Человеческий фактор в самолетах 6-го поколения: проблемы техносимбиоза¹

Проводится анализ проблемы техносимбиоза в самолетах 6-го поколения. Рассматриваются актуальные инженерно-психологические проблемы, возникающие в процессе тематической разработки авиационной техники высокой степени автоматизации. Анализируются базовые концепции тематического и инженерно-психологического проектирования, реализующие принцип парциального включения человека в искусственные интерфейсы и среды. Предложены концепция "умножения возможностей" и симбиотический подход к интеграции летчика и самолета, в соответствии с которыми интеграция летчика (экипажа) с самолетом носит симбиотический характер, и в результате которых возникает новое техносимбиотическое самоорганизующееся единство, ведущее себя как боевая единица, ориентированная на достижение решающего превосходства над противником.

Показано, что проблема техносимбиоза тесно связана с решением задачи проектирования интерфейсов. Дальнейшее повышение степени интеграции пилота с интерфейсной средой предполагает выход за пределы классических телесных и физико-алгоритмических взаимодействий.

Рассматриваются проблемы средоориентированных тренажерных технологий, используемых для подготовки экипажей и повышения интеграции с системами управления самолета. Показано, что общим недостатком всех средоориентированных систем обучения является их пассивность и отсутствие механизмов обобщения и фиксации положительного учебного опыта. Создание систем обучения для подготовки летчиков для самолетов 6-го поколения требует новой, постнеклассической средоориентированной эргономики тренажеростроения. При обучении в среде делается акцент на внутреннюю активность обучаемого, формирование механизмов самоорганизации ментальных структур профессионала, действующего в виртуальном мире среды обучения.

Показаны направления и технологии техноинтеграции, связанные с возможностью реализации методологии "умножение возможностей" при проектировании авиационных систем повышенной степени автоматизации, реализующих тактическое и стратегическое преимущество в условиях активного противодействия.

Ключевые слова: инженерно-психологическое проектирование, интеллектуальные симбиотические объединения, интерфейсы, концепция "умножение возможностей", самолеты 6-го поколения, тематическое проектирование, техносимбиоз, тренажеры, эргономика

Интенсивное развитие технологий компьютерной обработки информации и управления в режиме реального времени, наряду с прогрессом в области аэродинамики, повышения тяговооруженности двигателей, обеспечения режимов сверхманевренности, невидимости в радиолокационном диапазоне и многого другого, предоставляют разработчикам авиационной техники серьезные технологические возможности, позволяющие повысить эффективность боевого применения самолета и гармонизировать отношения человека и техники. Использование возможностей пилота как системы, интегрирующей возможности автоматических и автоматизированных подсистем самолета, является решающим условием для достижения превосходства над противником.

Проблема учета человеческого фактора в системах с высокой степенью автоматизации и роботизации управления по настоящее время

не решена, что связано с недостаточным вниманием со стороны разработчиков авиационной техники к инженерной психологии и эргономике, которые рассматриваются только как средства улучшения эргономических свойств рабочего места, органов управления и индикации. Более серьезные в научном плане проблемы техносимбиоза пилота с системами управления самолетом возложены на профотбор и обучение. Возникающие в процессе решения целевой задачи интеллектуальные симбионты (объединения интеллекта машины и пилота), определяющие эффективность авиационной системы в целом, практически не рассматриваются. Это новая задача инженерно-психологического проектирования.

Проблемы проектирования эффективных авиационных систем

Создание новой авиационно-технической системы представляет собой сложную проектную задачу. Создание с нуля совершенно

¹Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки РФ № 25.8444.2017/БЧ и поддержана грантом РФФИ (проект 16-08-00313).

нового самолета, к сожалению, невозможно. Считается, что каждый следующий вариант системы вооружения должен содержать не более 25 % новых компонентов, узлов и агрегатов, иначе он не пройдет по экономическим и технологическим критериям. Среди разработчиков боевой авиации существует весьма жесткая конкуренция, и любые попытки обогнать противника дорого обходятся налогоплательщикам. Свежий пример — создание истребителя F-35 Lightning II, который считается самым дорогим проектом за всю историю существования авиации. На него уже потрачено более 1,5 трлн долл. США. Первая попытка применения F-35 в реальном бою в Афганистане состоялась в сентябре 2018 года и не показала ожидаемой эффективности. Результатом боевой деятельности стало поражение “кучи АК-47 и РПГ”. При этом самолет стоимостью 115 млн долл., по сообщению портала The National Interest, преодолел “тысячу миль в одну сторону” и применил дорогостоящее вооружение: авиационные бомбы GBU-12 и GBU-32 JDAM, которые стоят более 19 тыс. и 22 тыс. долларов соответственно [1].

Совершенствование пилотируемой боевой авиации за счет только технологической эволюции недостаточно для создания эффективных военных систем.

Классическое инженерно-психологическое проектирование

История боевой авиации насчитывает шесть поколений самолетов, каждое из которых представляет собой комплекс единых тематических решений, направленных на получение боевых преимуществ [2, 3]. Центральным действующим лицом в каждом из них является человек, выполняющий функции управления самолетом и принятия основных решений по ключевым аспектам и элементам боя. Авиация 6-го поколения, по прогнозам специалистов, будет частично действовать в режимах без физического участия человека на борту [4, 5]. Правда, это не умаляет роли человека, а лишь переводит его деятельность в сферу принятия решений.

Формы и степень включенности пилота в процессы взаимодействий с бортовой аппаратурой и органами управления самолетом определяются принятой в проектном коллективе концепцией автоматизации. Это традиционная

тема инженерной психологии и эргономики (В. А. Бодров, В. Ф. Венда, А. И. Губинский, Ю. Я. Голиков, В. Г. Денисов, М. А. Дмитриева, В. Я. Дубровский, В. Г. Евграфов, В. П. Зинченко, А. Н. Костин, А. А. Крылов, Б. Ф. Ломов, А. Н. Леонтьев, А. И. Нафтульев, А. А. Обознов, П. И. Падерно, В. В. Павлов, В. А. Пономаренко, Г. П. Щедровицкий, G. Johannsen, N. Moray, J. Rasmussen, T. B. Sheridan, M. A. Sinclair, E. L. Wiener и др.).

Сформулированы и практически реализованы концепции: включения [7], активного оператора [8], совмещенной деятельности [9], алгоритмических структур [10–12], идеализированных структур [13], многомерного кодирования [14], полисенсорного взаимодействия, многоуровневой взаимной адаптации человека и машины, трансформационной теории обучения [15], применявшиеся в процессе инженерно-психологического проектирования объектов управляемой техники. На их базе создан широкий класс авиационно-технических систем, реализующих принцип *парциального включения* человека в искусственные интерфейсы. В соответствии с данным принципом оператор имеет дело с отдельными, локально изменяемыми с помощью органов управления, параметрами технической системы, информация о которых выводится на экраны средств отображения и индикации. Возникает “информационная модель”, работа с которой осуществляется посредством сформированного в процессе подготовки “оперативного образа” [16]. Свойства образа определяют качество и эффективность деятельности оператора.

Технологиям парциального включения присущ ряд серьезных ограничений. Основные из них связаны с нерешенностью проблемы формирования оптимальной информационной модели. Рост сложности технических систем ведет к соответствующему усложнению систем отображения информации и пультовой аппаратуры, что ставит оператора и его перцептивные системы на границу психофизиологических возможностей.

Базовые и перспективные концепции и стратегии интеграции человека и самолета в авиации 6-го поколения

Наиболее часто используются следующие инженерно-психологические концепции,

определяющие тактику и стратегию интеграции человека и машины в процессе инженерно-психологического и тематического проектирования самолета:

- *машиноцентрический подход* — человек как элемент технической системы, звено, управляющее и реализующее заданные функции (Б. Ф. Ломов). Человек описывается и исследуется методами, разработанными для анализа технических систем (теории автоматического управления, теории передачи информации, надежности и т. д.) [17];
- *антропоцентрический подход* — оператор рассматривается как субъект труда, осуществляющий сознательную целенаправленную деятельность, использующий технику как средство, орудие достижения целей (А. Н. Леонтьев, Б. Ф. Ломов) [8];
- *антропоморфная концепция* — человек рассматривается как рефлексивный элемент системы, отображающий управляемую систему в сознании человека (В. Я. Дубровский, Г. П. Щедровицкий) [18];
- *принцип преимущественных возможностей* — функции человеку и автоматике назначаются в зависимости от того, чьи преимущества будут лучше использоваться при выполнении задачи управления [19];
- *концепция взаимного резервирования оператора и автоматики* — гибкое изменение степени автоматизации, при котором в зависимости от адекватности и субъективной сложности деятельности машина берет на себя функции оператора, а оператор — автоматической системы (А. Н. Костин) [20].

Рассмотренные выше концепции интеграции используют произвольно создаваемые проектировщиками системные объединения пилота с функциональными системами автоматики самолета, игнорируя самоорганизующийся характер психического регулирования человека. Это ведет к столь же произвольному поведению пилота, вынужденного компенсировать разрушаемые внешним информационным воздействием циклы самоорганизации личности, связанные с целеполаганием и разумным поведением. Выходом из сложившегося положения может стать использование концепции *умножения возможностей*, в которой машина служит усилению и расширению психофизиологических и личностных возможностей летчика, является продолжением его тела, органов чувств и интеллекта (С. Ф. Сергеев) [21].

В данном случае стратегия проектирования не нарушает базисные механизмы самоорганизации психической деятельности. Вместо классических принципов распределения функций в машине и принципа взаимодополняемости человека и машины для сложных авиационных систем целесообразно использовать принципы аутопоэтической самоорганизации [22].

При создании самолетов 6-го поколения целесообразен *симбиотический подход*, заключающийся во взаимной тотальной интеграции летчика (экипажа) с самолетом, когда их взаимодействие приобретает характер симбиоза, в результате которого возникает новое технобиотическое самоорганизующееся единство, ведущее себя как боевая единица, имеющая решающее превосходство над противником.

Проблемы интерфейса в системах с высокой степенью интеграции

Исторически первой проблемой техноинтеграции является проблема интерфейса, в которой впервые рассмотрены вопросы взаимодействия человека с техникой и технологией [23]. Она решается методами инженерной психологии, эргономики, юзабилити и инженерного проектирования. Можно выделить несколько этапов развития интерфейсных форм связи человека и техники. Первый этап связан с созданием механических интерфейсов, обеспечивающих физические взаимодействия человека с управляемой системой. На втором этапе взаимодействие осуществляется через информационную модель, отражающую свойства управляемого объекта. Дальнейшее усиление степени интеграции человека с интерфейсной средой предполагает выход за пределы классических телесных и физико-алгоритмических взаимодействий. Именно здесь, на этапе интеграции с человеком на биофизическом и нейропсихологическом уровнях (нейрокомпьютерные интерфейсы), начинаются проблемы, свидетельствующие об ограниченности нашего знания. Популярными в авиации 5-го поколения нашлемные системы интеграции, реализующие принцип "стеклянной кабины", рассматриваются как технологии, обеспечивающие процессы инфокоммуникации пилота и погружения его в индуцированную среду деятельности. Например, в самолете F-35 применен шлем дополненной реальности "Божий

глаз" (Eye of God Helmet), интегрирующий визуальное представление окружающей среды в различных каналах видения и систему управления вооружением. Вместе с тем по-прежнему не решена проблема конфликта между синтезированной искусственным интеллектом самолета реальностью и перцептивными образами субъективной реальности, создаваемой естественными сенсорными системами человека.

Разработка биоморфных нейроадаптивных интерфейсов является актуальным и перспективным научно-техническим и инженерно-психологическим направлением в создании интерфейсных форм, расширяющих перцептивные возможности человека при работе в сложных техногенных средах. Появляются новые возможности по формированию у человека более эффективных форм человеческого опыта. Интеграция новых биоморфных форм интерфейса человека с эргатическими системами и средами позволяет получить новые свойства у возникающих гибридных человеко-машинных систем и сред.

Обучение в искусственных средах обучения

Обеспечение техносимбиоза пилота, искусственного интеллекта самолета и средств автоматизации деятельности в настоящее время осуществляется за счет профессиональной подготовки, формирующей профессиональные навыки и умения. Используются методология и технологии средоориентированного обучения, в частности его классического варианта, постулирующего особую роль подобию моделей деятельности, формируемых в тренажере реальной деятельности (Г. Л. Коротеев, В. М. Лискин, А. И. Нафтульев, Г. Г. Себряков, С. Ф. Сергеев, В. Н. Соколов, В. Е. Шукшунов). С точки зрения педагогики и психологии обучение в среде является вариантом метода проб и ошибок, перенесенного в сложные виды деятельности. Классический вариант средового обучения преувеличивает значение внешних средств деятельности, оставляя в тени внутренние психологические детерминанты и особенности формирования профессионала. В результате страдает качество обучения, появляются внутренне неэффективные структуры знания.

Общим недостатком всех средоориентированных систем обучения является их пассивность и отсутствие механизмов обобщения и фиксации

положительного учебного опыта. Выходом из сложившегося положения может стать сетевой подход к созданию среды обучения, позволяющий объединять имеющиеся и возникающие при обучении в среде учебные ресурсы.

Создание систем обучения для подготовки летчиков для самолетов 6-го поколения потребовало новой, постнеклассической средоориентированной эргономики тренажеростроения. Меняются ориентиры при обучении в среде, делается акцент на внутреннюю активность обучаемого, формирование механизмов самоорганизации ментальных структур профессионала, действующего в виртуальном мире среды обучения [24].

Список литературы

1. Szoldra P. The F-35 'Combat Debut': A Big Waste of Time for Such a Deadly Stealth Fighter? URL: <https://nationalinterest.org/blog/buzz/f-35-%E2%80%99big-waste-time-such-deadly-stealth-fighter-32392>.
2. Бойкова М. В., Гаврилов С. Д., Гавриличева Н. А. Авиация будущего // Форсайт. 2009. № 1 (9). С. 5–15.
3. Чельцов Б. Ф. Ответы угрозам будущего // Воздушно-космическая оборона. 2007. № 3 (34). С. 13–18.
4. Белкин В., Мельник П. Беспилотные боевые самолеты и боевая авиация 6-го поколения // Авиационная панорама. 2008. № 6. С. 43–47; 2009, № 1–3.
5. Скотников А. П., Якубов В. И., Шиховцев С. В. Роль и место беспилотных комплексов в системе вооружения Российской армии // Военная мысль. 2007. № 4. С. 62–68.
5. Голиков Ю. Я. Методология психологических проблем проектирования техники. М.: ПЕРСЭ, 2003.
7. Крылов А. А. Человек в автоматизированных системах управления. Л.: Изд-во ЛГУ, 1972.
8. Завалова Н. Д., Ломов Б. Ф., Пономаренко В. А. Принцип активного оператора и распределение функций между человеком и автоматом // Вопросы психологии. 1971. № 3. С. 3–12.
9. Демьяненко Ю. К. Количественные и качественные показатели переработки информации в условиях совмещенной деятельности // Психофизиологические проблемы летного труда и медицинского обеспечения длительности полетов. 1968.
10. Суходольский Г. В. Структурно-алгоритмический анализ и синтез деятельности. Л.: ЛГУ, 1976.
11. Зараковский Г. М. Эргономическое обеспечение разработки и эксплуатации авиационной техники // Авиационная медицина: руководство / Под ред. Н. М. Рудного, П. В. Васильева, С. А. Гозулова. М.: Медицина, 1986. С. 503–522.
12. Евграфов В. Г., Падерно П. И. Эргономическое обеспечение создания автоматизированных систем обработки информации и управления: учеб. пособие. СПб.: СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 1999.
13. Информационно-управляющие человеко-машинные системы: Исследование, проектирование, испытания: справ. / А. Н. Адаменко и др.; Под общ. ред. А. И. Губинского и В. Г. Евграфова. М.: Машиностроение, 1993.
14. Зинченко Т. П. Опознание и кодирование. Л.: Изд-во ЛГУ, 1981.
15. Венда В. Ф. Системы гибридного интеллекта: Эволюция, психология, информатика. М.: Машиностроение, 1990.

16. Ломов Б. Ф., Завалова Н. Д., Пономаренко В. А. Образ в системе психической регуляции деятельности. М.: Наука, 1986.
17. Ломов Б. Ф. Человек и техника. М.: Советское радио, 1966.
18. Дубровский В. Я., Щедровицкий Л. П. Проблемы системного инженерно-психологического проектирования. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1971.
19. Fitts P. M. (Ed.) Human Engineering. Washington, D. C.: National Research Council, 1951.
20. Костин А. Н. Принцип взаимного резервирования при распределении функций между человеком и автоматикой: автореферат дис. доктора психологических наук: 19.00.03. РАН Ин-т психологии. М., 2000. 43 с.
21. Сергеев С. Ф. Методология эргономического проектирования систем искусственного интеллекта для самолетов 5-го поколения // Мир Авионики. 2007. № 4. С. 48—53.
22. Матурана У. Р., Варела Ф. Х. Дерево познания. Биологические корни человеческого понимания. М.: Прогресс-Традиция, 2001. 224 с.
23. Сергеев С. Ф. Психологические аспекты проблемы интерфейса в техногенном мире // Психологический журнал. 2014. Т. 35, № 5. С. 88—98.
24. Сергеев С. Ф. Виртуальные тренажеры: проблемы теории и методологии проектирования // Биотехносфера. 2010. № 2 (8). С. 15—20.

The Human Factor in the Aircraft of the 6th Generation: Problems Technosymbiosis

S. F. Sergeev, sspost@mail.ru,

Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, 195251, Russian Federation,

Corresponding author: **Sergeev Sergei F.**, Dr. of Psychology Sciences, Professor, Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, 195251, Russian Federation, e-mail: sspost@mail.ru

Accepted on September 20, 2018

Abstract

The article is devoted to the problem of technosymbiosis in the aircraft of the 6th generation. We discussed the actual engineering and psychological problems arising in the process of thematic development of aviation equipment of high degree of automation. We explain and criticize the basic concepts of thematic and engineering-psychological design that implement the principle of human inclusion to artificial interfaces and environments. The concept of "multiplication of possibilities" and a symbiotic approach to the integration of the pilot and the aircraft, according to which the integration of the pilot (crew) with the aircraft is of a symbiotic nature, which results in a new techno-biotic self-organizing unity, behaving as a combat unit, focused on achieving decisive superiority over the enemy. We have shown that the problem of technosymbiosis closely connected with the solution of the problem of design of interfaces. Further increase in the degree of integration of the pilot with the interface environment involves going beyond the classical physical and physical-algorithmic interactions. We discuss the problems of trainings system used for pilots training and increasing integration with the control systems of the aircraft. The directions and technologies of technological integration associated with the possibility of implementing the methodology of "multiplication of opportunities" in the design of aviation systems of high degree of automation.

Keywords: engineering-psychological design, intelligent symbiotic Association, the interface, the concept of "multiplication of possibilities", the aircraft of the 6th generation, case design, technosymbiosis, trainers, ergonomics

Acknowledgements: Work is performed within the state task of Russian Ministry of education No. 25.8444.2017/БЧ "Engineering-psychological design of simulators and training systems based on symbiotic multimodal technological environments" and is supported by the Russian Foundation for Basic Research (project 16-08-00313).

For citation:

Sergeev S. F. The human factor in the aircraft of the 6th generation: Problems technosymbiosis, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 12, pp. 806—811.

DOI: 10.17587/mau.19.806-811

Reference

1. Szoldra P. The F-35 'Combat Debut': A Big Waste of Time for Such a Deadly Stealth Fighter? Available at: <https://nationalinterest.org/blog/buzz/f-35-%E2%80%9998combat-debut%E2%80%9999-big-waste-time-such-deadly-stealth-fighter-32392>.
2. Bojkova M. V., Gavrilov S. D., Gavrilicheva N. A. *Aviatsiya budushhego* (Aviation of the future), *Forsajt*, 2009, no. 1 (9), pp. 5—15 (in Russian).
3. Chel'cov B. F. *Otveti ugrozam budushhego* (Responding to threats of the future), *Vozdushno-Kosmicheskaja Oborona*, 2007, no. 3 (34), pp. 13—18 (in Russian).
4. Belkin V., Mel'nik P. *Bespilotnye boevye samolety i boevaya aviatsiya 6-go pokoleniya* (Unmanned combat aircraft and 6th generation combat aircraft), *Aviaporama*, 2008, no. 6, pp. 43—47; 2009, no. 1—3 (in Russian).
5. Skotnikov A. P., Jakubov V. I., Shihovcev S. V. *Rol' i mesto bespilotnykh kompleksov v sisteme vo-oruzheniya Rossijskoj armii* (The role and place of unmanned systems in the Russian army armament system), *Voennaja Mysl'*, 2007, no. 4, pp. 62—68 (in Russian).
6. Golikov Ju. Ja. *Metodologija psihologicheskikh problem proektirovanija tehniki* (Methodology of psychological problems of engineering design), Moscow, PERSJe, 2003 (in Russian).
7. Krylov A. A. *Chelovek v avtomatizirovannyh sistemah upravlenija* (Man in automated control systems), Leningrad, Publishing house of LGU, 1972 (in Russian).
8. Zavalova N. D., Lomov B. F., Ponomarenko V. A. *Princip aktivnogo operatora i raspredelenie funkcij mezhdru chelovekom i avtomatom* (The principle of the active operator and the distribution of functions between man and machine), *Voprosy Psihologii*, 1971, no. 3, pp. 3—12 (in Russian).
9. Dem'janenko Ju. K. *Kolichestvennye i kachestvennye pokazateli perera-botki informacii v uslovijah sovmeshhennoj*

dejatel'nosti (Quantitative and qualitative indicators of information processing in the conditions of combined activity), *Psihofiziologicheskie problemy letnogo truda i medicinskogo obespechenija dlitel'nosti poletov*, Leningrad, 1968 (in Russian).

10. **Suhodol'skij G. V.** *Strukturno-algoritmicheskij analiz i sintez dejatel'nosti* (Structural-algorithmic analysis and synthesis of activity), Leningrad, Publishing house of LGU, 1976 (in Russian).

11. **Zarakovskij G. M.** *Jergonomicheskoe obespechenie razrabotki i jekspluatacii aviacionnoj tehniki* (Ergonomic support for the development and operation of aircraft), *Aviacionnaja medicina: rukovodstvo*, Moscow, Medicina, 1986, pp. 503–522 (in Russian).

12. **Evgrafov V. G., Paderno P. I.** *Jergonomicheskoe obespechenie sozdaniya avtomatizirovannyh sistem obrabotki informacii i upravlenija. Uchebnoe posobie* (Ergonomic support for the creation of automated information processing and management systems. Textbook.), SPb., SPbGJeTU "LJeTI", 1999 (in Russian).

13. **Adamenko A. N.** et al. *Informacionno-upravljajushhie cheloveko-mashinnye sistemy: Issledovanie, proektirovanie, ispytaniya* (Information and control man-machine systems: Research, design, testing), Moscow, Mashinostroenie, 1993 (in Russian).

14. **Zinchenko T. P.** *Opoznanie i kodirovanie* (Identification and coding), Leningrad, Publishing house of LGU, 1981 (in Russian).

15. **Venda V. F.** *Sistemy gibridnogo intellekta: Jevoljucija, psihologija, informatika* (Hybrid intelligence systems: Evolution, psychology, Informatics), Moscow, Mashinostroenie, 1990 (in Russian).

16. **Lomov B. F., Zavalova N. D., Ponomarenko V. A.** *Obraz v sisteme psichicheskoj reguljacii dejatel'nosti* (Image in the system of mental regulation of activity), Moscow, Nauka, 1986 (in Russian).

17. **Lomov B. F.** *Chelovek i tehnika* (Man and technique), Moscow, Sovetskoe radio, 1966 (in Russian).

18. **Dubrovskij V. Ja., Shhedrovickij L. P.** *Problemy sistemnogo inzhenerno-psihologicheskogo proektirovanija* (Problems of system engineering and psychological design), Moscow, Publishing house of MSU, 1971 (in Russian).

19. **Fitts P. M.** (Ed.) *Human Engineering*. Washington, D. C., National Research Council, 1951.

20. **Kostin A. N.** *Princip vzaimnogo rezervirovanija pri raspredelenii funkcij mezdu chelovekom i avtomatikoj* (The principle of mutual reservation in the distribution of functions between man and automation): avtoreferat dis. doktora psihologicheskikh nauk: 19.00.03 / RAN In-t psihologii. Moscow, 2000 (in Russian).

21. **Sergeev S. F.** *Metodologija jergonomicheskogo proektirovanija sistem iskusstvennogo intellekta dlja samoletov 5-go pokolenija* (Methodology of ergonomic design of artificial intelligence systems for 5th generation aircraft), *Mir Avioniki*, 2007, no. 4, pp. 48–53 (in Russian).

22. **Maturana U. R., Varela F. H.** *Drevo poznaniya. Biologicheskie korni chelovecheskogo ponimaniya*, Moscow, Progress-Tradicija, 2001 (in Russian).

23. **Sergeev S. F.** *Psihologicheskie aspekty problemy interfejsa v tehnogennom mire* (Psychological aspects of the interface problem in the technogenic world), *Psihologicheskij Zhurnal*, 2014, vol. 35, no. 5, pp. 88–98 (in Russian).

24. **Sergeev S. F.** *Virtual'nye trenazhery: problemy teorii i metodologii proektirovanija* (Virtual simulators: problems of theory and design methodology), *Biotehnosfera*, 2010, no. 2 (8), pp. 15–20 (in Russian).

I Всероссийская научно-практическая конференция

"Беспилотная авиация: состояние и перспективы развития"

ВУНЦ ВВС "ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (г. Воронеж)

5—6 марта 2019 г.

НАУЧНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ

1. Перспективы развития беспилотной авиации. Проблемы применения, управления и обеспечения беспилотной авиации (закрытое)
2. Перспективы развития комплексов с БПЛА, систем и средств технической эксплуатации
3. Концептуальные проблемы построения и функционирования БПЛА
4. Проблемы подготовки специалистов беспилотной авиации

СЕКЦИИ

- 1.1. Перспективы развития беспилотной авиации. Проблемы применения, управления и обеспечения беспилотной авиации.
- 1.2. Роль и место БПЛА в системе вооружения войск радиоэлектронной борьбы.
- 2.1. Перспективы развития комплексов с БПЛА, систем и средств технической эксплуатации.
- 3.1. Математические проблемы механики и теории управления.
- 3.2. Актуальные вопросы обработки данных, получаемых комплексами с БПЛА, в задачах экологического и специального мониторинга.
- 4.1. Состояние и пути повышения качества подготовки специалистов беспилотной авиации.

СЕКРЕТАРЬ ОРГАНИЗАЦИОННОГО КОМИТЕТА

СВИЩО Виталий Степанович, начальник кафедры (наземных систем комплексов воздушной разведки), кандидат технических наук, доцент.

Тел. (факс): 8 (473) 244-77-92, 8-910-343-96-43

E-mail: vaiu@mil.ru

АДРЕС ОРГАНИЗАЦИОННОГО КОМИТЕТА

394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54А, ВУНЦ ВВС «ВВА».

**УКАЗАТЕЛЬ СТАТЕЙ,
опубликованных в журнале
"Мехатроника, автоматизация,
управление" в 2018 г.**

**СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ
И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ**

- Bobtsov A. A., Nikolaev N. A., Pyrkin A. A., Sli-
ta O. V., Titova Ye. S.** Rotor Position, Speed
and Flux Observers for Permanent Magnet Syn-
chronous Motors. № 2
- Filaretov V. F., Yukhimets D. A.** The New Strategy
of Designing Tracking Control Systems for Dy-
namical Objects with Variable Parameters. № 7
- Gaiduk A. R.** Nonlinear Control Systems Design by
Transformation Method. № 12
- Ryabchenko V. N., Zubov N. E., Sorokin I. V., Pro-
letarskii A. V.** Complete Pole Placement Method
for Linear MIMO Systems. № 1
- Алиев Т. А., Рзаева Н. Э.** Алгоритмы спектраль-
ного и корреляционного анализа помехи
случайных сигналов в скрытом периоде ава-
рийного состояния объектов контроля. № 3
- Анисимов Д. Н., Федорова Е. В., Грязнов С. М.**
Оценка свойств нечетких систем управления
на этапе формирования базы знаний. № 5
- Афанасьев В. Н., Преснова А. П.** Формирова-
ние алгоритмов оптимизации нестационар-
ных систем управления на основе необходи-
мых условий оптимальности. № 3
- Бусурин В. И., Кудрявцев П. С., Лю Чжэ.** Ис-
следование системы стабилизации сенсора
бесконтактного сканирующего профиломе-
тра на основе метода оптического туннели-
рования. № 2
- Воротников В. И., Мартышенко Ю. Г.** К задаче
устойчивости по вероятности "частичных"
положений равновесия нелинейных стоха-
стических систем. № 3
- Гарашенко Ф. Г., Матвиенко В. Т.** Адаптивная
аппроксимации сигналов. № 5
- Голуб А. П., Селюцкий Ю. Д.** Двухзвенный ма-
ятник в упругом подвесе. № 6
- Гулай А. В., Зайцев В. М.** Цифровой контроль
тенденций изменения сенсорных параме-
тров в интеллектуальных системах. № 7
- Девятисильный А. С., Шурыгин А. В.** Модели
бортовой реконструкции параметров мор-
ского течения как навигационного фактора
по данным ГЛОНАСС. № 9
- Дегтярев Г. Л., Файзутдинов Р. Н., Спиридо-
нов И. О.** Многокритериальный синтез ро-
бастного регулятора нелинейной механиче-
ской системы. № 11
- Жиравок А. Н., Овчинников Д. Ю., Филатов А. Л.,
Шумский А. Е., Яценко Н. А.** Диагности-
рование нелинейных динамических систем
непараметрическим методом. № 8
- Иванников А. Д.** Составление множества функ-
ций при формировании отладочных тестов
для цифровых систем управления объекта-
ми. № 12
- Кириллов А. Н., Щеголева Л. В.** Метод управ-
ления объектом, идентифицирующим па-
раметры траектории прямолинейно движу-
щейся цели. № 5
- Коваль В. А., Степанов М. Ф., Торгашова О. Ю.,
Самарский А. А.** Анализ и синтез простран-
ственно многомерных распределенных си-
стем с дескрипторной структурой матема-
тической модели. № 1
- Колосов О. С., Короленкова В. А., Пронин А. Д.,
Зуева М. В., Цапенко И. В.** Построение
амплитудно-частотных характеристик сет-
чатки глаза и формализация их параметров
для использования в системах диагности-
ки. № 7
- Краснощеченко В. И.** Синтез робастного дина-
мического H_∞ -регулятора низкого порядка
с использованием линейных матричных не-
равенств и проекционных лемм. № 4
- Макаров Н. Н., Семашкин В. Е.** Задача мини-
максной L_∞ -оптимальной во временной об-
ласти линейной фильтрации. № 8
- Матвиенко В. Т.** Оптимальное терминальное
управление линейными дискретными си-
стемами с использованием псевдообраще-
ния матриц. № 1
- Носков В. П., Киселев И. О.** Трехмерный вари-
ант метода Хафа в реконструкции внешней
среды и навигации. № 8
- Оморов Т. Т.** Симметрирование распределен-
ной электрической сети методом цифрового
регулирования. № 3
- Опейко О. Ф.** Робастный синтез дискретных
ПИД регуляторов для объектов с интер-
вальными параметрами. № 6
- Рустамов Г. А.** Анализ методов построения
предельных робастных систем управления
с большим коэффициентом усиления. № 6.
- Рустамов Г. А., Фархадов В. Г., Рустамов Р. Г.**
Исследование K_∞ -робастных систем при
ограниченном управлении. № 11

- Сухинин Б. В., Сурков В. В.** К вопросу о методах АКОР и АКАР в задачах синтеза нелинейных систем управления. № 9
- Сухинин Б. В., Сурков В. В.** К вопросу о методологическом кризисе современной теории оптимального управления. № 1
- Суворов Д. А., Жуков Р. А., Тетерюков Д. О., Зенкевич С. Л.** Аудиовизуальный детектор голосовой активности на базе глубокой сверточной сети и обобщенной взаимной корреляции. № 1
- Феофилов С. В., Козырь А. В.** Анализ периодических движений в цифровых автоколебательных системах управления. № 9
- Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б.** Некоторые проблемные аспекты нечеткого ПИД регулирования. № 12
- Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б.** Ситуационный подход в задачах автоматизации управления техническими объектами. № 9
- Фрейман В. И., Южаков А. А.** Диагностирование и оценка состояния элементов систем управления распределенными инфраструктурами. № 2
- Хижняков Ю. Н., Южаков А. А., Сулимова Д. А.** Модификация многорежимного управления воздушным реактивным двигателем. № 9
- Чикуров Н. Г.** Синтез микропрограммных дискретно-логических систем управления. № 4

РОБОТЫ, МЕХАТРОНИКА И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

- Gradetsky V. G., Knyazkov M. M., Semenov E. A., Sukhanov A. N., Chashchukhin V. G.** Particularities of Wall Climbing Robot Motion on Underwater Environments. № 9
- Ibrahim I. N.** A Comparative Study for an Inverse Kinematics Solution of an Aerial Manipulator Based on the Differential Evolution Method and the Modified Shuffled Frog-Leaping Algorithm. № 11
- Адамов Б. И., Кобрин А. И.** Идентификация параметров математической модели мобильной роботизированной платформы всенаправленного движения *Kuka youBot*. № 4
- Андреев В. П., Ким В. Л., Плетенев П. Ф.** Программно-аппаратное решение оперативного реконфигурирования гетерогенных роботов. № 6
- Архипов М. В., Рачков М. Ю., Головин В. Ф., Кочеревская Л. Б.** Роботы для восстанови-

тельной медицины: проблемы и технические решения. № 4

- Бобырь М. В., Дородных А. А., Якушев А. С.** Устройство и программная модель управления пневматическим мехатронным комплексом. № 9
- Брискин Е. С., Шаронов Н. Г., Барсов В. С.** Об энергетически эффективных режимах движения роботов с поворотно-заклинивающими движителями. № 2
- Буканова Т. С., Алиев М. Т.** Экспериментальное исследование электропривода на основе двухроторной электрической машины с дифференциальным управлением. № 9
- Васильев А. В.** Разработка компьютерной динамической модели и исследование прямолинейного движения транспортной системы малогабаритного мобильного робота. № 5
- Волосатова Т. М., Козов А. В.** Особенности методов распознавания образов в автоматической системе управления поворотом мобильного робота. № 2
- Галемов Р. Т., Масальский Г. Б.** Комбинированный поисковой метод решения обратной задачи кинематики многозвенного манипулятора. № 7
- Голицына М. В.** Оптимальный выбор ускорения маятника в задачах управления вибрационным роботом. № 1
- Градецкий В. Г., Чашухин В. Г.** Исследование динамики миниатюрных внутритрубных роботов вибрационного типа. № 6
- Грязин Д. Г.** Вопросы создания восполняемых источников энергии морских автономных подводных роботизированных комплексов. № 7
- Досаев М. З., Селюцкий Ю. Д., Е. Ч. С., Су Ф. Ч.** Моделирование тактильной обратной связи, реализуемой с помощью пьезоэлектрического привода. № 7
- Зенкевич С. Л., Хуа Чжу, Мэйсинь Чжай.** Один способ получения оценки сглаживания фазового вектора в задаче управления движением строя. № 7
- Зенкевич С. Л., Хуа Чжу, Цзяньвень Хо.** Экспериментальное исследование движения группы мобильных роботов в строю типа "конвой". № 5
- Иванов В. М.** Беспойсковая система адаптивного управления электроприводом для механизмов с переменным моментом инерции. № 4

- Ивойлов А. Ю., Жмудь В. А., Трубин В. Г.** Методика определения параметров двигателя постоянного тока. № 7
- Карташев В. А., Карташев В. В.** Формирование траектории аварийного торможения манипулятора методом последовательного отключения приводов. № 8
- Колесниченко Е. Ю., Павловский В. Е., Орлов И. А., Алисейчик А. П., Грибков Д. А., Подопросветов А. В.** Математическая модель робота на омни-колесах, расположенных в вершинах прямоугольного треугольника. № 5
- Коротков А. Л., Королев Д. М., Китаев Н. А.** Комплект модулей мобильной робототехники для макетирования и отладки алгоритмов управления. № 3
- Лавровский Э. К., Письменная Е. В.** Об управлении процессом регулярной ходьбы экзоскелета нижних конечностей с помощью электроприводов. № 3
- Московский А. Д., Бургов Е. В., Овсянникова Е. Е.** Зрительный анализатор анимата как основа семантики сенсорной системы робота. № 5
- Серебрянный В. В., Бошляков А. А., Огородник А. И.** Регулирование тока и силовомоментное управление в приводах захватных устройств роботов. № 8
- Филаретов В. Ф., Коноплин А. Ю., Коноплин Н. Ю.** Метод супервизорного управления манипулятором подводного робота. № 2
- Филаретов В. Ф., Кацурин А. А.** Совместная работа двух мобильных роботов при автоматическом выполнении манипуляционных операций. № 8
- Харузин С. В., Шмаков О. А.** Визуальная оценка локомоционной эффективности реконфигурируемого мобильного робота. № 3
- Хусаинов Р. Р., Климчик А. А., Магид Е. А.** Метод управления движением двуногого шагающего робота по произвольной траектории. № 10
- Чернущь Павел П., Шароватов В. Т., Чернущь Петр П.** Силовые оболочковые элементы: историческая справка, статические математические модели, применение (обзор). № 10

АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ И ПРОИЗВОДСТВАМИ

- Гришин А. П., Гришин А. А., Гришин В. А., Годжаев З. А.** Применение аппарата нечеткой

- логики в задачах автоматизации технологических процессов сельского хозяйства. № 1
- Искендеров А. А., Аббасова Г. Ю.** Оптимальное управление забором и распределением воды на высокорасположенных территориях. № 1
- Грязнов Н. А., Харламов В. В., Никитин С. А., Карсеева А. Ю., Киреева Г. С.** Медицинский комплекс для лечения геморроя методом лазерной коагуляции под доплер-контролем. № 6
- Будко П. А., Веселовский А. П., Винограденко А. М., Косарева Л. И.** Регулирование напряжения в преобразователях высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью. № 8
- Волков В. Г., Демьянов Д. Н.** Синтез и нейросетевая реализация ПИ регулятора адаптивного круиз-контроля грузового автомобиля. № 11
- Ишханян М. В., Климина Л. А., Привалова О. Г.** Математическое моделирование ветротурбины, работающей на основе эффекта Магнуса. № 8
- Колесников А. А., Калий Д. С., Радионов И. А., Якименко О. И.** Синергетическая система управления гибридной силовой установкой. № 10

ДИНАМИКА, БАЛЛИСТИКА, УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

- Sapunkov Ya. G., Chelnokov Yu. N., Molodentkov A. V.** A new method of integrating the equations of autonomous strapdown INS. № 10
- Zubov N. E., Ryabchenko V. N., Sorokin I. V.** Synthesis of Stabilization Laws of a Single-Aircrew Helicopter's Lateral Motion for Lack of Information about its Lateral Speed: Analytical Solution. № 4
- Абдулин Р. Р., Тимофеев Д. С., Кравченко А. А., Крылов Н. В., Самсонович С. Л., Рожнин Н. Б., Ларин А. П., Макарин М. А.** О кинематических и энергетических характеристиках активной безрамочной ручки управления самолетом. № 10
- Ардашов А. А., Арсеньев В. Н., Силантьев Д. С., Силантьев С. Б.** Оценивание точности определения параметров движения летательного аппарата с бесплатформенной инерциальной навигационной системой в инерциальном базисе. № 3
- Большаков А. А., Кулик А. А., Сергушов И. В., Скрипаль Е. Н.** Метод прогнозирования

- авиационного происшествия летательного аппарата. № 6
- Буряк Ю. И., Скрынников А. А.** Алгоритмы расчета зоны покрытия антенны радиочастотного ридера при определении местоположения высокоскоростного объекта. № 4
- Ван Гуоянь, Фомичев А. В.** Алгоритм планирования безопасного маршрута движения марсохода с учетом рельефа местности. № 11
- Голубкина А. В., Павлова Н. В.** Выбор направления движения ЛА для доставки грузов группе движущихся объектов. Часть 1. Выход в точку запуска БПЛА. № 4
- Заведеев А. И.** Построение бортовой системы управления космическим аппаратом повышенной отказоустойчивости с применением адаптивной логики в алгоритмах диагностики и контроля. № 10
- Инсаров В. В., Тихонова С. В., Дронский С. А.** Концепция построения интеллектуальных систем управления автономных беспилотных летательных аппаратов с реализацией функции ситуационной осведомленности. № 2
- Корсун О. Н., Стуловский А. В., Канышев А. В.** Идентификация моделей гистерезиса аэродинамических коэффициентов на закритических углах атаки. № 3
- Лашин В. С., Любимов В. В.** Исследование устойчивости угла атаки при спуске на Марс космического аппарата с малой асимметрией. № 5
- Левский М. В.** Оптимизация кинетического момента для повышения маневренности космического аппарата с инерционными исполнительными органами. № 1
- Левский М. В.** Оптимальное управление космическим аппаратом с исключительной ролью условий трансверсальности. № 6
- Мунасыпов Р. А., Муслимов Т. З.** Групповое управление беспилотными летательными аппаратами на основе метода пространства относительных состояний. № 2
- Неусыпин К. А., Селезнева М. С., Кай Шэнь.** Исследование качественных характеристик наблюдаемости переменных состояния линейных нестационарных моделей инерциальных навигационных систем. № 5
- Петрищев В. Ф.** Энергосберегающий алгоритм автоматического управления принудительной посадкой пассажирского самолета. Часть I. № 11
- Петрищев В. Ф.** Энергосберегающий алгоритм автоматического управления принудительной посадкой пассажирского самолета. Часть II. № 12
- Распопов В. Я., Ладонкин А. В., Лихошерст В. В.** Конкурентоспособный волновой твердотельный гироскоп с металлическим резонатором. № 12
- Сапунков Я. Г., Молоденков А. В., Молоденкова Т. В.** Алгоритм оптимальной по быстродействию переориентации осесимметричного космического аппарата в классе конических движений. № 12
- Сергеев С. Ф.** Человеческий фактор в самолетах 6-го поколения: проблемы техносимбиоза. № 12
- Слатин В. В., Демкин М. А., Голубкина А. В.** Основные положения методики оценки сходимости результатов математического моделирования непрерывных процессов в устройствах авионики и натурных экспериментов. № 10
- Солдаткин В. М., Солдаткин В. В., Никитин А. В., Арискин Е. О.** Система измерения воздушных параметров вертолета с неподвижным приемником потока, ионно-меточными и аэрометрическими измерительными каналами. № 11
- Чекушкин В. В., Жиганов С. Н., Быков А. А., Михеев К. В.** Воспроизведение траекторий движения объектов в системах контроля воздушного пространства. № 2
- Шевченко А. М.** Энергетический метод прогнозирования дистанции торможения воздушных судов. № 6
- Шибанов Г. П.** Учет ошибок первичных преобразователей при контроле параметров полета летательного аппарата и диагностике его бортового оборудования. № 2
- Яскевич А. В.** Уравнения динамики стыковочных механизмов. Часть 1. Алгоритмы для механических систем со структурой дерева. № 1
- Яскевич А. В.** Уравнения динамики стыковочных механизмов. Часть 2. Алгоритмы для кинематических контуров. № 2



17—19 июня 2019 года в Москве состоится

XIII Всероссийское совещание по проблемам управления,

**посвященное 80-летию Института проблем управления
имени В. А. Трапезникова РАН**

Сопредседатели программного комитета:

академик РАН Е. А. Микрин и член-корреспондент РАН Д. А. Новиков

ЦЕЛИ СОВЕЩАНИЯ

- ознакомить участников с последними достижениями науки и практики управления по разным направлениям исследований и практических разработок;
- выявить основные тенденции и связи между различными направлениями науки об управлении, обсудить сценарные прогнозы их развития;
- выявить в процессе дискуссий проблемы и наиболее перспективные направления теории управления;
- содействовать упрочнению связей между представителями различных академических и отраслевых научных центров, вузовской науки и реального сектора экономики;
- обсудить проблемы образования в области управления и задачи, которые ставит перед теорией управления современная практика.

НАПРАВЛЕНИЯ РАБОТЫ СОВЕЩАНИЯ:

- ❖ Теория систем управления
- ❖ Управление подвижными объектами и навигация
- ❖ Интеллектуальные системы в управлении
- ❖ Управление в промышленности и логистике
- ❖ Управление системами междисциплинарной природы
- ❖ Средства измерения, вычислений и контроля в управлении
- ❖ Системный анализ и принятие решений в задачах управления
- ❖ Информационные технологии в управлении
- ❖ Проблемы образования в области управления: современное содержание и технологии обучения

Подробная информация о Совещании находится на сайте
<http://vspu2019.ipu.ru>

Издательство "НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ"

107076, Москва, Стромынский пер., 4

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

Технический редактор *Е. В. Конова*. Корректор *З. В. Наумова*.

Сдано в набор 27.09.2018. Подписано в печать 13.11.2018. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.
Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН1218. 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.