

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ИЗДАНИЕ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

Журнал издается с января 1958 г.

ТОМ 54

ИЮНЬ 2011

№ 6

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК
ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА
УПРАВЛЕНИЯ И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Под редакцией

*доктора технических наук, профессора А. А. Бобцова,
доктора технических наук, профессора В. В. Григорьева,
кандидата технических наук, доцента В. С. Томасова*

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	5
СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ	
Бобцов А. А., Крылов А. В., Пыркин А. А. Повышение точности оценки частоты синусоидального сигнала с использованием нелинейного фильтра.....	7
Арановский С. В., Бобцов А. А., Пыркин А. А. Синтез гибридного наблюдателя для линейного объекта в условиях гармонического возмущения.....	13
Быстров С. В., Григорьев В. В., Мансурова О. К., Рабыш Е. Ю., Рюхин В. Ю., Черевко Н. А. Проектирование статических регуляторов в дискретных системах с периодически изменяющимися коэффициентами.....	18
Григорьев В. В., Быстров С. В., Наумова А. К., Рабыш Е. Ю., Черевко Н. А. Использование условий качественной экспоненциальной устойчивости для оценки динамических процессов.....	24
Антонов В. Ф., Быстров С. В., Григорьев В. В. Утилизация тепловой энергии при контактной сварке.....	30
Бирюков Д. С., Ушаков А. В. Грамианый подход к оценке энергетических затрат на управление в непрерывных системах при стационарных стохастических воздействиях.....	36
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА	
Алиев Т. И., Муравьева-Витковская Л. А. Приоритетные стратегии управления трафиком в мультисервисных компьютерных сетях.....	44

Захаров И. Д., Ожиганов А. А. Использование порождающих полиномов М-последовательностей при построении псевдослучайных кодовых шкал	49
Бессмертный И. А. Методы поиска информации в производственных системах	56
Бушуев А. Б., Быстров С. В., Григорьев В. В. Анализ треугольных динамических структур.....	59
ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ	
Ландау Б. Е., Белаш А. А., Гуревич С. С., Емельянец Г. И., Левин С. Л., Романенко С. Г. Бескарданная инерциальная система ориентации на электростатических гироскопах для орбитального космического аппарата	66
Евстифеев М. И. Основные этапы разработки отечественных микромеханических гироскопов.....	75
ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД	
Садовников М. А., Томасов В. С., Толмачев В. А. Прецизионный электропривод для оптических комплексов контроля космического пространства.....	81
Ильина А. Г., Ловлин С. Ю., Тушев С. А. Синтез ЛКГ-регулятора прецизионного следящего электропривода оси телескопа траекторных измерений	86
Овчинников И. Е., Егоров А. В. Математическая модель вентильного двигателя поворотной платформы телескопа	91
SUMMARY (<i>перевод Ю. И. Копилевича</i>).....	99

THEMATIC ISSUE

THEORY AND PRACTICE OF CONTROL AND INFORMATION TECHNOLOGY IN TECHNICAL SYSTEMS

By Edition

of A. A. Bobtsov, Doctor of Technical Science, Professor,

V. V. Grigoriev, Doctor of Technical Science, Professor,

V. S. Tomasov, Candidate of Technical Science, Associate Professor

CONTENTS

PREFACE	5
---------------	---

AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS

Bobtsov A. A., Krylov A. V., Pyrkin A. A. Increase in Accuracy of Estimation of Sinusoidal Signal Frequency with the Use of Nonlinear Filter	7
Aranovsky S. V., Bobtsov A. A., Pyrkin A. A. Synthesis of Hybrid Observer for Linear Object under Harmonic Disturbances.....	13
Bystrov S. V., Grigoriev V. V., Mansurova O. K., Rabysh E. Yu., Ryukhin V. Yu., Cherevko N. A. Design of Static Regulator for Discrete Systems with Periodically Varying Coefficients.....	18
Grigoriev V. V., Bystrov S. V., Naumova A. K., Rabysh E. Yu., Cherevko N. A. Quality Assessment of Dynamic Process Based on Qualitative Exponential Stability....	24
Antonov V. F., Bystrov S. V., Grigoriev V. V. Utilization of Heat at Contact Welding	30
Biryukov D. S., Ushakov A. V. The Gramian-Based Approach to Estimation of Energy Expended in Control Over Continuous Systems under Stationary Stochastic Effects.....	36

COMPUTING TECHNIQUE

Aliev T. I., Muravyeva-Vitkovskaya L. A. Priority-Based Strategies of Traffic Management in Multiservice Computer Networks	44
Zakharov I. D., Ozhiganov A. A. Application of Characteristic Polynomials of M-Sequences to Pseudo-Random Code Scale Construction.....	49
Bessmertny I. A. Methods of Record Retrieval in Production Systems	56
Bushuev A. B., Bystrov S. V., Grigoriev V. V. Analysis of Triangular Dynamic Structures.....	59

GYROSCOPIC AND NAVIGATION SYSTEMS

- Landau B. E., Belash A. A., Gurevich S. S., Emeliantsev G. I., Levin S. L., Romanenko S. G.** Cardan-Less Inertial Orientation System with Electrostatic Gyroscopes for Orbital Spaceship..... 66
- Evstifeev M. I.** Principle Stages of Development of Domestic Micromechanical Gyroscopes..... 75

PRECISION ELECTRIC DRIVE

- Sadovnikov M. A., Tomasov V. S., Tolmachev V. A.** Precision Electric Drive for Optical Space Control Systems 81
- Ilina A. G., Lovlin S. Yu., Tushev S. A.** Synthesis of LQG-Controller of Precision Tracking Electric Drive for Trajectory Measuring Telescope Axis..... 86
- Ovchinnikov I. E., Egorov A. V.** Mathematical Model of Brushless Direct Current Motor of Telescope Turntable..... 91
- SUMMARY 99

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий тематический выпуск журнала отражает результаты исследований, проводимых на факультете компьютерных технологий и управления (ФКТиУ) Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики (СПбГУ ИТМО). ФКТиУ был создан в начале 1990-х гг. на базе факультета точной механики и вычислительной техники в связи с бурным развитием компьютерной техники, компьютерных технологий и связанных с ними отраслей знаний. Факультет компьютерных технологий и управления является самым крупным в Университете. На факультете обучаются более 2000 студентов и 150 аспирантов. Факультет располагает высококвалифицированными кадрами преподавателей, в числе которых академик Российской Академии наук, более 30 профессоров и докторов наук.

Научная деятельность факультета сосредоточена на разработке информационных технологий построения и моделировании вычислительных комплексов, компьютерных систем управления, автоматизации проектирования элементов и устройств технических объектов, начиная от создания математических моделей, алгоритмического обеспечения и программных кодов и заканчивая реализацией управляющих информационных комплексов систем аэрокосмического назначения, робототехнических комплексов и других наукоемких современных технологий.

Следует отметить практическую направленность научных исследований, что позволяет воссоздавать вычислительные комплексы, системы и сети, моделирующие системы воспроизведения искусственного интеллекта, системы управления робототехническими комплексами, двигателями внутреннего сгорания, системами пространственного слежения, прецизионный цифровой электропривод для комплексов аэрокосмического наблюдения, приборы информационно-навигационных систем, автоматизированного проектирования бортовой электронно-вычислительной аппаратуры для подвижных объектов.

Статьи, включенные в данный выпуск, содержат лишь некоторые из научных результатов, полученных сотрудниками факультета за последние годы.

Авторы тематического выпуска искренне надеются, что публикуемые в нем материалы будут полезны как теоретикам, так и практикам, специализирующимся в области проектирования вычислительных комплексов, теории построения регуляторов для систем автоматического управления, проектирования цифровых высокоточных прецизионных электроприводов, информационно-навигационных систем и средств автоматизированного проектирования устройств систем управления.

*Доктор технических наук, профессор А. А. БОБЦОВ
Доктор технических наук, профессор В. В. ГРИГОРЬЕВ
Кандидат технических наук, доцент В. С. ТОМАСОВ*

PREFACE

The thematic issue contains results of investigations carried out at the Faculty of Computer Technologies and Control, St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics. The Faculty has been created in the early nineties on the base of Faculty of Precise Mechanics and Computer Facilities as a response to rapid development of computer technique, computer technologies, and the branches of knowledge connected with them. The Faculty of Computer Technologies and Control is now the largest in the University. More than 2,000 students and 150 post-graduate students are trained at the Faculty, the highly skilled faculty staff includes more than 30 professors and doctors of sciences, as well as a number of members of Russian Academy of Sciences.

Scientific activity at the Faculty is concentrated on development of information technologies of construction and modeling of computer complexes, computer control systems, automation of design of technical elements and devices, starting with creation of mathematical models, algorithmic maintenance and program codes, and finishing with realization of operating information complexes of aerospace systems, robotics complexes, and other modern since intensive technologies.

It is necessary to note a practical orientation of scientific researches carried out at the Faculty; it is just what allows for creation of computer complexes, systems and networks, modeling systems for artificial intelligence reproduction; control systems of robot complexes, internal combustion engines, spatial tracking devices; precision digital electric drive for aerospace observation complexes, instruments of information-navigating systems, systems of automated design of airborne electronic and computer equipment.

The articles in this issue present only a part of the scientific results obtained by the Faculty employees during the last years.

The authors of the works included in the thematic selection sincerely hope that the publication will be useful both to theorists and engineers specializing in the field of computer complex design, the theory of construction of regulators for automatic control systems, development of digital high-precision electric drives, information navigating systems and means of computer design.

Doctor of Technical Science, Professor A. A. BOBTSOV
Doctor of Technical Science, Professor V. V. GRIGORIEV
Candidate of Technical Science, Associate Professor V. S. TOMASOV

А. А. БОБЦОВ, А. В. КРЫЛОВ, А. А. ПЫРКИН

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ СИНУСОИДАЛЬНОГО СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЛИНЕЙНОГО ФИЛЬТРА

Рассматривается новая схема идентификации частоты измеряемого синусоидального сигнала с использованием нелинейного фильтра. В отличие от большинства известных аналогов, предлагаемый алгоритм позволяет получить более точные оценки за меньшее время.

Ключевые слова: идентификация, гармонический сигнал, фильтрация.

Введение. Актуальность проблемы идентификации частоты измеряемого синусоидального сигнала в условиях влияния внешних возмущений и шумов подтверждается наличием большого числа публикаций, посвященных идентификации частоты синусоидального или частот мультигармонического сигналов [1—17]. Однако в большинстве указанных работ не обсуждается задача качества идентификации, а именно ускорения вычислительной процедуры и повышения точности оценок при неучтенных возмущениях, присутствующих в канале измерения полезного сигнала. Анализ и рекомендации по увеличению скорости сходимости оценки частоты синусоидального сигнала к истинному значению были опубликованы в работах [11, 14—16], а их робастность к неучтенным возмущениям и помехам исследована в работах [13—16]. В частности, в работе [15] была предложена новая схема идентификации частоты измеряемого синусоидального сигнала в условиях неучтенных возмущающих воздействий и шумов, присутствующих в канале измерения полезного сигнала. Одно из отличий схемы, предложенной в работе [15], от известных аналогов заключается в возможности компенсации неучтенных возмущений путем подбора коэффициентов алгоритма идентификации. Однако такой подход характеризуется потерей скорости параметрической сходимости при устранении влияния возмущений и шумов. По мнению авторов настоящей статьи, назрела необходимость совершенствования имеющихся методов с учетом сохранения одновременно двух показателей качества, т.е. скорости параметрической сходимости и точности оценок.

В данной статье на основе ранних работ Первозванского [18] предлагается новый подход к идентификации частоты синусоидального сигнала с использованием нелинейного фильтра, что позволит решить задачу сохранения качества.

Постановка задачи. Рассмотрим, как и в работе [15], измеряемый сигнал

$$\bar{y}(t) = y(t) + \delta(t); \quad (1)$$

$$y(t) = \sigma \sin(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

где амплитуда σ , частота ω и фаза φ — неизвестные постоянные величины, а ограниченный гладкий сигнал $\delta(t)$ характеризует неучтенное возмущающее воздействие или шум в канале измерения полезного сигнала $y(t)$.

Ставится задача синтеза схемы идентификации частоты ω , обеспечивающей сходимость оценки частоты $\hat{\omega}$ к ее истинному значению ω с минимальной ошибкой. Иными словами, необходимо обеспечить следующее целевое условие:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \hat{\omega}(t)| \leq \bar{\delta} \text{ при } \delta(t) \neq 0, \quad (3)$$

где число $\bar{\delta} = \bar{\delta}(\delta(t))$.

Схема идентификации частоты синусоидального сигнала с использованием нелинейного фильтра. Для синтеза схемы идентификации частоты ω сначала рассмотрим сигнал (1) при отсутствии возмущения $\delta(t)$, т.е.

$$\bar{y} = y = \sigma \sin(\omega t + \varphi). \quad (4)$$

Кратко повторим основные положения работы [15]. Известно [13], что для моделирования сигнала (4) можно использовать следующие дифференциальные уравнения:

$$\dot{x}_1 = x_2; \quad (5)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega^2 x_1; \quad (6)$$

$$y = k_1 x_1 + k_2 x_2 = k_1 x_1 + k_2 \dot{x}_1, \quad (7)$$

где k_1 и k_2 — строго положительные постоянные коэффициенты.

Пусть искомым параметр $\theta = -\omega^2$, тогда идеальный алгоритм идентификации параметра θ может быть представлен следующим образом:

$$\dot{\hat{\theta}} = kx_1^2 (\theta - \hat{\theta}), \quad (8)$$

где $\hat{\theta}$ — текущая оценка параметра θ .

Алгоритм вида (8) основан на классическом методе настройки неизвестных параметров и при выполнении условий предельной интегральной невырожденности гарантирует асимптотическую сходимость $\hat{\theta}$ к θ (см., например, [7, 13]). Однако схема идентификации (8) технически нереализуема, так как содержит неизмеряемый сигнал x_1 и неизвестный параметр θ . Для того чтобы получить реализуемый алгоритм, проведем следующие преобразования. Из уравнения (7) имеем

$$\dot{x}_1 = k_2^{-1} (-k_1 x_1 + y) = -ax_1 + by, \quad (9)$$

где $a = k_1 / k_2$, $b = k_2^{-1}$.

Тогда, пренебрегая экспоненциально затухающими членами, вызванными ненулевыми начальными условиями $x_1(0)$, для восстановления переменной x_1 будем использовать уравнение (9) при $x_1(0) = 0$. Для того чтобы компенсировать неопределенность $x_1^2 \theta$ в выражении (8), воспользуемся уравнением (6), при этом алгоритм (8) принимает вид

$$\dot{\hat{\theta}} = -kx_1^2 \hat{\theta} + kx_1 \dot{x}_2. \quad (10)$$

Из выражений (5) и (9) получаем уравнение

$$\dot{x}_2 = -ax_1 + b\dot{y}, \quad (11)$$

подставляя которое в (10), имеем

$$\dot{\hat{\theta}} = -kx_1^2 \hat{\theta} + kx_1 (-ax_1 + b\dot{y}), \quad (12)$$

где функции x_1 и \dot{x}_1 определяются из уравнения (9).

Очевидно, что алгоритм (12) по-прежнему нереализуем, так как содержит неизвестную функцию \dot{y} . Для компенсации этой неизвестной составляющей введем в рассмотрение новую переменную

$$\zeta = \hat{\theta} - kbx_1 y. \quad (13)$$

Дифференцируя (13), получаем реализуемый алгоритм идентификации параметра θ :

$$\dot{\zeta} = \dot{\hat{\theta}} - kb\dot{x}_1 y - kbx_1 \dot{y} = -kx_1^2 \hat{\theta} - kax_1 \dot{x}_1 - kb\dot{x}_1 y, \quad (14)$$

$$\hat{\theta} = \zeta + kbx_1 y, \quad \hat{\omega} = \sqrt{|\hat{\theta}|}. \quad (15)$$

Итак, уравнения (9), (14) и (15) представляют собой схему идентификации частоты синусоидального сигнала вида (4), где в случае ненулевого неучтенного возмущения $\delta(t)$ в канале измерения полезного сигнала вместо $y(t)$ используется $\bar{y}(t) = y(t) + \delta(t)$. Заметим, что предложенная схема идентификации является робастной относительно неучтенных возмущений.

При наличии внешнего возмущения $\delta(t)$ в канале измерений алгоритм оценивания частоты позволяет обеспечить выполнение целевого условия (3), где величина $\bar{\delta}$ зависит от $\delta(t)$. Следует отметить, что уравнение (9) представляет собой низкочастотный фильтр первого порядка: это, в свою очередь, позволяет подавлять возмущение $\delta(t)$ за счет выбора коэффициентов a и b . С другой стороны, для повышения точности оценивания частоты ω необходимо уменьшать параметры a и b , что влечет за собой увеличение времени оценивания частоты.

В целях повышения точности и быстродействия оценивания рассмотрим нелинейный фильтр, структурная схема которого представлена на рис. 1.

Выходная переменная фильтра $\hat{\omega}_f$ определяется соотношением

$$\hat{\omega}_f = \int_0^t \mathfrak{G}(\tau) d\tau, \quad (16)$$

где сигнал $\mathfrak{G}(\tau)$ является выходом нелинейного звена „насыщение“:

$$\dot{\hat{\omega}}_f = \begin{cases} \frac{c}{d}(\hat{\omega} - \hat{\omega}_f), & |\hat{\omega} - \hat{\omega}_f| \leq d; \\ c \operatorname{sgn}(\hat{\omega} - \hat{\omega}_f), & |\hat{\omega} - \hat{\omega}_f| > d, \end{cases} \quad (17)$$

где c и d — настроечные параметры.

На вход фильтра поступает сигнал оценки частоты $\hat{\omega}$, рассчитанной по закону (15). Суть фильтра заключается в том, чтобы удалить из сигнала $\hat{\omega}$ высокочастотную составляющую, связанную с возмущением $\delta(t)$. В работе [18] показано, что пропускная способность нелинейного звена „насыщение“ понижается с ростом дисперсии входного сигнала: действительно, чем больше амплитуда на входе, тем меньше коэффициент передачи звена.

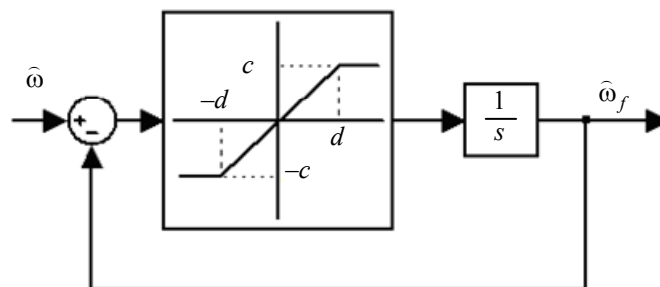


Рис. 1

Как видно из рис. 1, нелинейное звено (17) в фильтре ограничивает скорость роста переменной $\hat{\omega}_f$ благодаря константам c и d . Настройка фильтра сводится к определению констант c и d , которые, в свою очередь, определяют максимальную скорость изменения градиента полезного сигнала. Исходя из этого следует, что при настройке фильтра (16), (17) должны учитываться динамические свойства входного процесса.

Если входной сигнал содержит компонент с заведомо большей скоростью, чем полезный сигнал, то этот компонент будет подавлен фильтром (16), (17). Если в возмущении $\delta(t)$ присутствует большой по амплитуде выброс, вызванный, например, сбоем датчика, то нелинейный фильтр (16), (17) в силу своей структуры не пропустит его, в отличие от любого линейного фильтра.

Результат работы алгоритма идентификации частоты (формулы (9), (14) и (15)) без использования фильтра (16), (17) зависит только от выбора параметров k , a и b [15]. С ростом значений этих параметров увеличится скорость сходимости оценки частоты в установившуюся область, но размер этой области, как и дисперсия сигнала, будет увеличиваться. Наличие фильтра (16), (17) обеспечивает существенное повышение точности оценивания при сохранении быстродействия алгоритма идентификации частоты.

Для иллюстрации работоспособности предложенной схемы идентификации рассмотрим пример.

Пример. Сравним работу схемы идентификации, предложенной в настоящей статье, со схемой, рассмотренной в работе [15]. На рис. 2 и 3 приведены результаты моделирования схем идентификации (9), (14)—(17).

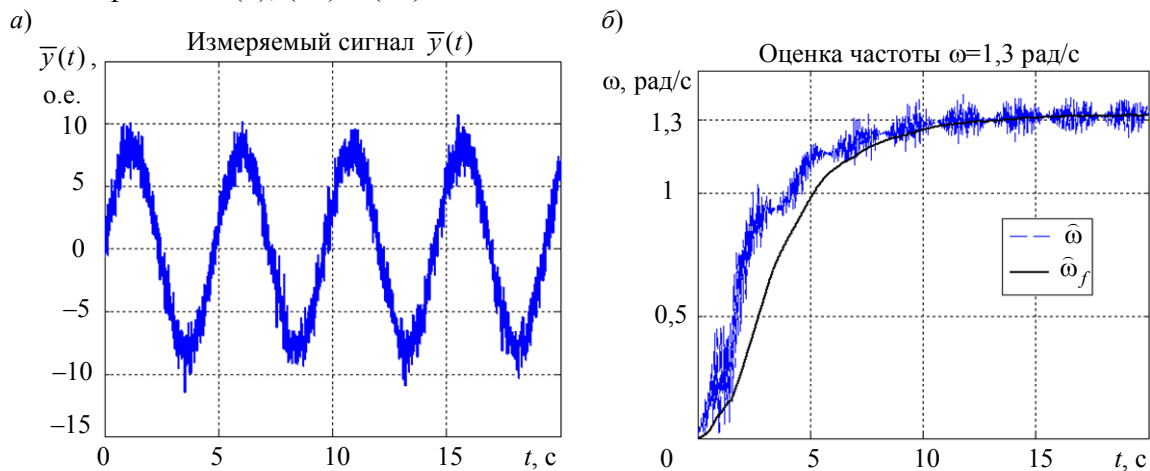


Рис. 2

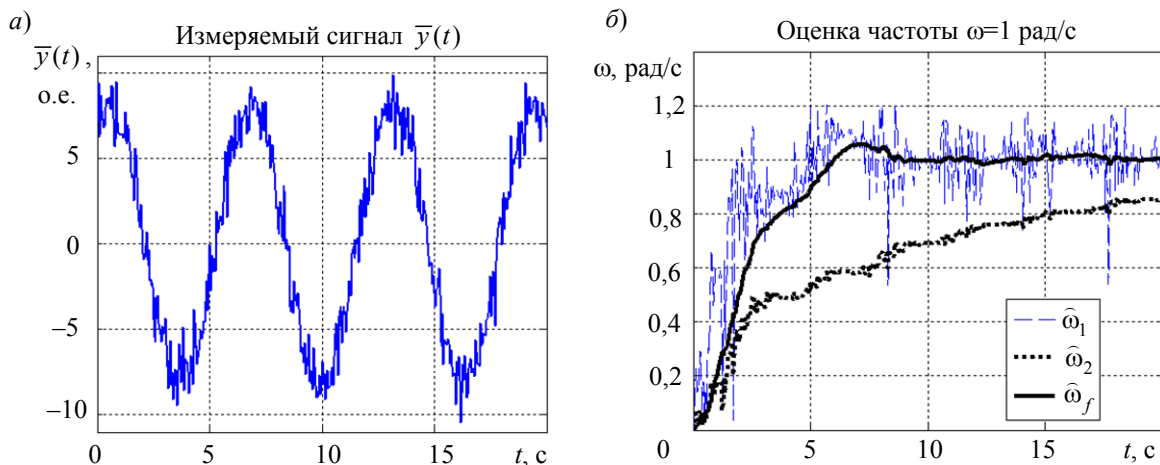


Рис. 3

Возмущение $\delta(t)$ типа белый шум моделировалось как последовательность случайных чисел с нормальным распределением, сменяющихся на каждом интервале времени t_0 . На рис. 2, а представлена временная диаграмма для измеряемого сигнала $\bar{y}(t)$, где $y(t) = 8\sin(1,3t)$. При моделировании были выбраны следующие параметры сигнала $\delta(t)$: мощность $N = 0,001$, интервал квантования $t_0 = 0,001$ с. На рис. 2, б представлены результаты

оценивания частоты при следующих параметрах алгоритма идентификации: $a = 0,5$, $b = 0,3$, $k = 0,2$, $c = 0,3$, $d = 0,3$. Оценка частоты $\hat{\omega}$, полученная по алгоритму (9), (14), (15), соответствует результату, приведенному в работе [15]. При использовании дополнительного фильтрующего устройства (16) получена оценка $\hat{\omega}_f$. Очевидно, что оценка $\hat{\omega}_f$ точнее $\hat{\omega}$ при том же времени переходного процесса.

В статье [15] рассматривается возможность компенсации возмущения $\delta(t)$ за счет выбора коэффициентов a и b без использования дополнительных фильтрующих устройств. Рис. 3 иллюстрирует, что нелинейный фильтр (16), (17) позволяет получить более точную оценку за меньшее время. На рис. 3, *a* представлена временная диаграмма для измеряемого сигнала $\bar{y}(t)$, где $y(t) = 8\sin(1t+1)$. В этом случае при моделировании были выбраны следующие параметры сигнала $\delta(t)$: мощность $N = 0,05$, интервал квантования $t_0 = 0,05$ с. На рис. 3, *b* представлены результаты оценивания частоты при различных параметрах схемы идентификации: оценки $\hat{\omega}_1(t)$ и $\hat{\omega}_2(t)$ получены на основе алгоритма (9), (14), (15) при $a_1 = 0,2$, $b_1 = 0,2$, $k_1 = 0,7$ и $a_2 = 0,1$, $b_2 = 0,1$, $k_2 = 0,2$ соответственно; оценка $\hat{\omega}_f(t)$ получена на основе сигнала $\hat{\omega}_1(t)$ при $c = 1$, $d = 1$. Здесь, как и на рис. 2, видно, что использование нелинейного фильтра значительно повышает точность оценивания частоты. Для обеспечения такой же точности оценивания без использования фильтра (16), (17), следуя работе [15], были выбраны другие параметры схемы идентификации. Сравнение времени переходного процесса для $\hat{\omega}_2(t)$ и $\hat{\omega}_f(t)$ показывает очевидное преимущество метода оценивания частоты с использованием нелинейного фильтра (16), (17).

Заключение. Предложен новый метод оценивания частоты сигнала, содержащего полезную составляющую в форме синусоидальной функции времени, и возмущающего сигнала, вызванного помехами в канале измерения. Достоинством представленной схемы является обеспечение желаемой точности идентификации частоты за меньшее время в сравнении с известными мировыми аналогами.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 09-08-00139-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bodson M., Douglas S. C. Adaptive algorithms for the rejection of periodic disturbances with unknown frequencies // Automatica. 1997. Vol. 33. P. 2213—2221.
2. Hsu L., Ortega R., Damm G. A globally convergent frequency estimator // IEEE Transact. on Automatic Control. 1999. Vol. 46. P. 967—972.
3. Mojiri M., Bakhshai A. R. An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal // IEEE Transact. on Automatic Control. 2004. Vol. 49. P. 314—318.
4. Marino R., Tomei R. Global estimation of unknown frequencies // IEEE Transact. on Automatic Control. 2002. Vol. 47. P. 1324—1328.
5. Xia X. Global frequency estimation using adaptive identifiers // IEEE Transact. on Automatic Control. 2002. Vol. 47. P. 1188—1193.
6. Obregon-Pulido G., Castillo-Toledo B., Loukianov A. A. Globally convergent estimator for n -frequencies // IEEE Transact. on Automatic Control. 2002. Vol. 47. P. 857—863.
7. Bobtsov A., Lyamin A., Romasheva D. Algorithm of parameter's identification of polyharmonic function // 15th IFAC World Congress on Automatic Control. Barcelona, Spain, 2002.
8. Бобцов А. А., Кремлев А. С. Адаптивная идентификация частоты смещенного синусоидального сигнала // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 4. С. 22—26.

9. *Hou M.* Amplitude and frequency estimator of a sinusoid // IEEE Transact. on Automatic Control. 2005. Vol. 50. P. 855—858.
10. *Арановский С. В., Бобцов А. А., Кремлев А. С., Лукьянова Г. В.* Робастный алгоритм идентификации частоты синусоидального сигнала // Изв. РАН. Сер. Теория и системы управления. 2007. № 3. С. 1—6.
11. *Арановский С. В., Бобцов А. А., Кремлев А. С.* и др. Идентификация частоты смещенного синусоидального сигнала // Автоматика и телемеханика. 2008. № 9. С. 3—9.
12. *Aranovskiy S., Bobtsov A., Kremlev A.* et al. Identification of frequency of biased harmonic signal // IFAC Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP 07). St. Petersburg, 2007.
13. *Bobtsov A.* New approach to the problem of globally convergent frequency estimator // Intern. Journal of Adaptive Control and Signal Processing. 2008. N 3. P. 306—317.
14. *Aranovskiy S., Bobtsov A., Kremlev A.* et al. Identification of frequency of biased harmonic signal // European Journal of Control. 2010. N 2.
15. *Бобцов А. А., Николаев Н. А., Слута О. В.* Новая схема идентификации частоты синусоидального сигнала // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 11. С. 2—4.
16. *Пыркин А. А.* Адаптивный алгоритм компенсации параметрически неопределенного смещенного гармонического возмущения для линейного объекта с запаздыванием в канале управления // Автоматика и телемеханика. 2010. № 8. С. 62—78.
17. *Бобцов А. А., Колюбин С. А., Пыркин А. А.* Компенсация неизвестного мультигармонического возмущения для нелинейного объекта с запаздыванием по управлению // Там же. 2010. № 11. С. 136—148.
18. *Первозванский А. А.* Случайные процессы в нелинейных автоматических системах. М.: Физматгиз, 1962. 352 с.

Сведения об авторах

- Алексей Алексеевич Бобцов** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики;
E-mail: bobtsov@mail.ifmo.ru
- Андрей Валентинович Крылов** — канд. техн. наук; ЗАО „НАВИС“, Санкт-Петербург; начальник отдела;
E-mail: a.krylov@navisincontrol.com
- Антон Александрович Пыркин** — канд. техн. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: a.pyrkin@gmail.com

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

С. В. АРАНОВСКИЙ, А. А. БОБЦОВ, А. А. ПЫРКИН

СИНТЕЗ ГИБРИДНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ ДЛЯ ЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ ГАРМОНИЧЕСКОГО ВОЗМУЩЕНИЯ

Рассматривается задача синтеза гибридного наблюдателя переменных состояния линейного объекта управления в случае, когда измеряемый выходной сигнал и сам объект подвержены воздействию неизвестного гармонического возмущения. Решение задачи усложнено тем, что коэффициент усиления управляющего воздействия является неизвестным.

Ключевые слова: гармонический сигнал, гибридная система, наблюдатель.

Введение. Одной из актуальных задач в теории автоматического управления является задача синтеза наблюдателя вектора переменных состояния линейного объекта, модель которого может записана в виде

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + kbu(t) + f \delta(t); \quad (1)$$

$$y(t) = c^T x(t) + \delta(t), \quad (2)$$

где $x \in R^n$ — неизмеряемый вектор переменных состояния; A , b , f и c — известные матрицы и векторы постоянных коэффициентов соответствующих размерностей; k — неизвестный постоянный параметр; $\delta(t) \in R$ — заранее неизвестное и недоступное прямым измерениям гармоническое возмущение; $u(t) \in R$ — сигнал управления; $y(t) \in R$ — измеряемая выходная переменная.

В качестве практического примера наблюдателя может рассматриваться оптическая система траекторного слежения (телескоп), установленная на колеблющемся основании, например корабле, и наблюдающая космический объект или объект береговой линии. В этом случае качка, с одной стороны, создает возмущающий момент в приводах осей телескопа (возмущение по состоянию), а с другой стороны, приводит к колебательному движению объекта наблюдения относительно центра зрительного поля (возмущение в канале измерений).

Если возмущающее воздействие не приложено к выходу (см. уравнение (2)), то данная задача в настоящее время не представляет значительных трудностей и может быть решена, например, с использованием методов адаптивного наблюдения [1—5]. В работах [6, 7] для ограниченного класса линейных минимально-фазовых объектов рассмотрен случай устранения возмущений, действующих как на сам объект, так и на выходную переменную (см. уравнения (1), (2)). В работах [8, 9] получены алгоритмы оценивания возмущения $\delta(t)$, аддитивно приложенного к переменной $y(t)$, и оценивания вектора $x(t)$ для неминимально-фазового линейного и нелинейного объектов.

В настоящей статье в развитие результатов, представленных в работах [6—9], рассматривается случай, когда математическая модель объекта управления содержит неизвестный коэффициент усиления сигнала управления, а возмущающее воздействие приложено как к самому объекту, так и к выходной переменной.

Постановка задачи. Рассмотрим в общем случае неминимально-фазовый линейный объект вида (1), (2).

Перепишем уравнения (1) и (2) в форме модели вход—выход:

$$y(t) = k \frac{b(p)}{a(p)} u(t) + \frac{f(p)}{a(p)} \delta(t) + \delta(t), \quad (3)$$

где $p = d/dt$ — оператор дифференцирования; $a(p) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \dots + a_1p + a_0$, $b(p) = b_m p^m + \dots + b_1p + b_0$ и $f(p) = f_r p^r + \dots + f_1p + f_0$ — соответствующие полиномы, полученные в результате перехода от модели вход—состояние—выход к модели вход—выход:

$$\frac{b(p)}{a(p)} = c^T (pI - A)^{-1} b \quad \text{и} \quad \frac{f(p)}{a(p)} = c^T (pI - A)^{-1} f,$$

где I — единичная $n \times n$ -матрица.

Для простоты ограничимся, как и в работе [9], исследованием ситуации, когда возмущение $\delta(t)$ представлено в виде гармонической функции

$$\delta(t) = \sigma \sin(\omega t + \beta)$$

с неизвестными амплитудой σ , частотой ω и начальной фазой β . Расширение предлагаемого алгоритма для мультигармонического возмущения не является сложной задачей, однако требует большого количества вычислений.

Будем считать выполненными следующие допущения относительно системы уравнений (1)—(3) (см., например, [9]).

Допущение 1. Доступными для измерений являются только сигналы $y(t)$ и $u(t)$.

Допущение 2. Пара A, b полностью управляема, и пара A, c полностью наблюдаема.

Допущение 3. Полиномы $a(p)$ и $f(p)$ не имеют корней $\pm j\omega$, где ω — частота возмущающего воздействия.

Требуется построить наблюдатель переменных состояния $x(t)$ объекта (1), (2), такой что

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |x(t) - \hat{x}(t)| = 0, \quad (4)$$

где $\hat{x}(t)$ — оценка вектора $x(t)$.

Синтез наблюдателя для объекта (1), (2) будем осуществлять в два этапа: сначала решим задачу синтеза наблюдателя возмущающего воздействия $\delta(t)$; далее, используя информацию о $\delta(t)$, сформируем оценку вектора $x(t)$.

Синтез наблюдателя возмущающего воздействия. Построим наблюдатель возмущающего воздействия $\delta(t) = \sigma \sin(\omega t + \beta)$, для чего потребуется идентификация параметров σ , ω и β . Для синтеза идентификатора параметра ω воспользуемся результатами работ [8, 9].

Рассмотрим произвольный гурвицев полином $\gamma(p)$ степени n . Тогда уравнение (3) можно переписать следующим образом:

$$y(t) = \frac{a_1(p)}{\gamma(p)} y(t) + k \frac{b(p)}{\gamma(p)} u(t) + \frac{f(p)}{\gamma(p)} \delta(t) + \frac{a(p)}{\gamma(p)} \delta(t), \quad (5)$$

где $a_1(p) = \gamma(p) - a(p)$.

Сформируем вспомогательный сигнал

$$w(t) = y(t) - \frac{a_1(p)}{\gamma(p)} y(t) - k \frac{b(p)}{\gamma(p)} u(t). \quad (6)$$

С учетом уравнения (5) получаем

$$w(t) = y(t) - \frac{a_1(p)}{\gamma(p)} y(t) - k \frac{b(p)}{\gamma(p)} u(t) = \frac{f(p)}{\gamma(p)} \delta(t) + \frac{a(p)}{\gamma(p)} \delta(t) = \sigma \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)} \sin(\omega t + \beta), \quad (7)$$

где полином $\alpha(p) = a(p) + f(p)$.

Из уравнения (7) следует, что сигнал $w(t)$, в силу гурвицевости $\gamma(p)$ и отсутствия у полиномов $a(p)$ и $f(p)$ корней $\pm j\omega$, является гармонической функцией с частотой ω . Поэтому сигнал $w(t)$ может рассматриваться в качестве выходной переменной динамической модели вида

$$\frac{d^2 w(t)}{dt^2} = -\omega^2 w(t) = \theta w(t), \quad (8)$$

где $\theta = -\omega^2$ — постоянный параметр.

Согласно результатам леммы 1 из работы [10] модель сигнала $w(t)$ можно записать в форме

$$w(t) = 2\dot{\zeta}(t) + \zeta(t) + \theta\zeta(t) + \varepsilon_y(t), \quad (9)$$

где $\varepsilon_y(t)$ — экспоненциально затухающая функция времени, определяемая ненулевыми начальными условиями, а функция $\zeta(t)$ формируется следующим образом:

$$\zeta(t) = \frac{1}{(p+1)^2} w(t). \quad (10)$$

Для синтеза идентификатора неизвестного параметра θ введем, как и в работе [10], новую переменную — измеряемый сигнал

$$z(t) = \ddot{\zeta}(t) = w(t) - 2\dot{\zeta}(t) - \zeta(t). \quad (11)$$

В силу уравнений (9) и (10) справедливо равенство

$$z(t) = \theta \zeta(t),$$

тогда оценку $\hat{z}(t)$ сигнала $z(t)$ целесообразно сформировать в виде

$$\hat{z}(t) = \hat{\theta}(t) \zeta(t), \quad (12)$$

где $\hat{\theta}(t)$ — настраиваемый параметр (оценка параметра θ).

Утверждение 1 [10]. Пусть параметр $\hat{\theta}(t)$ настраивается следующим образом:

$$\dot{\hat{\theta}}(t) = K_1 \zeta(t)(z(t) - \hat{z}(t)), \quad (13)$$

где $K_1 > 0$ — коэффициент адаптации; сигналы $\zeta(t)$, $z(t)$ и $\hat{z}(t)$ формируются в соответствии с выражениями (10), (11) и (12), при этом сигнал $w(t)$ формируется по правилу (6); тогда

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

С учетом утверждения 1 оценку частоты гармонического возмущения будем рассчитывать следующим образом:

$$\hat{\omega}(t) = \sqrt{|\hat{\theta}(t)|}. \quad (14)$$

Однако в силу неопределенности коэффициента k усиления сигнала управления $u(t)$ функция $w(t)$ содержит неизвестное слагаемое $k \frac{b(p)}{\gamma(p)} u(t)$. Поэтому при реализации алгоритма (13), (14) примем сигнал $u(t) = 0$. Для формирования оценки возмущения $\delta(t)$ допустим, что фаза $\beta = 0$. В противном случае при $\beta \neq 0$ будем иметь задачу идентификации двух амплитуд. А именно, для гармонического сигнала $w(t)$ получим

$$w(t) = \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)} \sigma \sin(\omega t + \beta) = \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)} [\sigma_1 \sin \omega t + \sigma_2 \cos \omega t] = \sigma_1 \psi_1(t) + \sigma_2 \psi_2(t),$$

где возмущение $\delta(t) = \sigma \sin(\omega t + \beta)$ представлено в виде суммы двух гармонических сигналов разной амплитуды, но с нулевой начальной фазой:

$$\delta(t) = \sigma_1 \sin \omega t + \sigma_2 \cos \omega t,$$

а физически реализуемые сигналы $\psi_1(t)$ и $\psi_2(t)$ формируются как

$$\psi_1(t) = \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)} \sin \omega t \text{ и } \psi_2(t) = \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)} \cos \omega t.$$

Подобное решение было представлено в работе [9].

При $\beta = 0$ оценка возмущения $\delta(t)$ формируется в виде

$$\hat{\delta}(t) = \hat{\sigma} \sin \hat{\omega} t, \quad (15)$$

где $\hat{\sigma}$ — настраиваемый параметр (оценка параметра σ).

Покажем справедливость следующего утверждения.

Утверждение 2. Пусть параметр $\hat{\sigma}$ настраивается следующим образом:

$$\dot{\hat{\sigma}}(t) = K_2 \hat{\psi}(t) (w(t) - \hat{\sigma}(t) \hat{\psi}(t)), \quad (16)$$

где $K_2 > 0$ — коэффициент адаптации, сигнал $w(t)$ определяется выражением (6), а функция $\hat{\psi}(t)$ формируется по правилу

$$\hat{\psi}(t) = \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)} \sin \hat{\omega} t \quad (17)$$

с использованием оценки частоты гармонического возмущения (13), (14). Тогда

$$\lim |\sigma(t) - \hat{\sigma}(t)| = 0. \quad (18)$$

Таким образом, адаптивный наблюдатель возмущения, содержащий схемы формирования вспомогательных сигналов $w(t)$, $\zeta(t)$ и $z(t)$ — формулы (6), (10) и (11) соответственно, настраиваемые модели (12) и (15), а также алгоритмы настройки (13), (16), обеспечивает для объекта (1), (2) асимптотическую идентификацию заранее неизвестного синусоидального возмущения.

Синтез наблюдателя состояния. Теперь, зная оценку возмущения $\delta(t)$, построим наблюдатель переменных состояния $x(t)$ для объекта управления (1), (2). Для этого воспользуемся результатом, полученным в работе [9]

$$\dot{\hat{x}}(t) = A \hat{x}(t) + \hat{k}(t) b u(t) + f \hat{\delta}(t) + l(y(t) - \hat{y}(t)); \quad (19)$$

$$\hat{y}(t) = c^T \hat{x}(t) + \hat{\delta}(t), \quad (20)$$

где $\hat{x}(t) \in R^n$ — оценка вектора $x(t)$; $\hat{\delta}(t) \in R$ — оценка неизвестного возмущения, формируемая по правилу (15); $\hat{k}(t) \in R$ — оценка неизвестного коэффициента k ; $\hat{y}(t) \in R$ — оценка переменной $y(t)$; вектор постоянных коэффициентов l рассчитывается таким образом, чтобы матрица $\bar{A} = A - lc^T$ была гурвицевой.

Для оценки неизвестного коэффициента k воспользуемся уравнением (5), а именно представим (5) следующим образом:

$$y(t) = \xi_1(t) + k \xi_2(t) + \xi_3(t), \quad (21)$$

где $\xi_1(t) = \frac{a_1(p)}{\gamma(p)}y(t)$, $\xi_2(t) = \frac{b(p)}{\gamma(p)}u(t)$, $\xi_3(t) = \frac{\alpha(p)}{\gamma(p)}\delta(t)$, и примем сигнал управления $u(t) \neq 0$.

Утверждение 3. Пусть параметр $\hat{k}(t)$ настраивается следующим образом:

$$\dot{\hat{k}}(t) = K_3 \xi_2(t) (y(t) - \xi_1(t) - \xi_3(t) - \hat{k} \xi_2(t)), \quad (22)$$

где $K_3 > 0$ — коэффициент адаптации.

Тогда

$$\lim |k - \hat{k}(t)| = 0. \quad (23)$$

Введем в рассмотрение ошибку оценки состояния $\tilde{x} = x - \hat{x}$. Тогда, вычитая (19) из уравнения (1) с учетом выражений (2) и (20), получаем модель ошибки оценки состояния:

$$\dot{\tilde{x}} = \bar{A}\tilde{x} + l(\sigma(t) - \hat{\sigma}(t)) + (k - \hat{k}(t))u(t).$$

Из последнего выражения с учетом гурвицевости матрицы \bar{A} и равенств (18) и (23) следует выполнение целевого условия (4).

Заключение. Предложен гибридный алгоритм синтеза наблюдателя переменных состояния вида (13)—(17), (19), (22) для линейного объекта управления (1), (2). Реализация алгоритма предполагает переключение между режимом идентификации возмущения $\delta(t)$ ($u(t) = 0$) и режимом оценивания неизвестного параметра k и состояния $x(t)$ объекта (1), (2) ($u(t) \neq 0$).

В данной статье авторы не ответили на вопрос, когда следует осуществлять переключение режимов управления. С технической точки зрения, эта проблема, по-видимому, может быть решена различными способами: например, можно переключать режимы при стабилизации оценки параметров возмущения (частоты, амплитуды). Математическое же решение данной задачи — перспектива для продолжения исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никифоров В. О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. СПб: Наука, 2003.
2. Никифоров В. О. Наблюдатели внешних возмущений. Ч. 1. Объекты с известными параметрами // Автоматика и телемеханика. 2004. № 10. С. 13—23.
3. Никифоров В. О. Наблюдатели внешних возмущений. Ч. 2. Объекты с неизвестными параметрами // Там же. № 11. С. 40—52.
4. Бобцов А. А., Кремлев А. С. Синтез наблюдателя в задаче компенсации конечномерного квазигармонического возмущения // Изв. РАН. Сер. Теория и системы управления. 2005. № 3. С. 5—11.
5. Бобцов А. А. Алгоритм управления по выходу с компенсацией гармонического возмущения со смещением // Автоматика и телемеханика. 2008. № 8. С. 25—32.
6. Marino R., Santosuosso G., Tomei R. Adaptive stabilization of linear systems with outputs affected by unknown sinusoidal disturbances // Proc. of the European Control Conf. 2007, Kos, Greece, July 2—5, 2007. P. 129—134.
7. Marino R., Tomei R. Output regulation for linear minimum phase systems with unknown order exosystem // IEEE Transact. on Automatic Control. 2007. Vol. 52. P. 2000—2005.
8. Арановский С. В., Бобцов А. А., Пыркин А. А. Адаптивный наблюдатель неизвестного синусоидального выходного возмущения для линейного объекта // Автоматика и телемеханика. 2009. № 11. С. 108—116.
9. Арановский С. В., Бобцов А. А., Никифоров В. О. Синтез наблюдателя для нелинейного объекта в условиях гармонического возмущения, приложенного к выходной переменной // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2010. № 3. С. 32—38.

10. Арановский С. В., Бобцов А. А., Кремлев А. С., Лукьянова Г. В. Робастный алгоритм идентификации частоты синусоидального сигнала // Изв. РАН. Сер. Теория и системы управления. 2007. № 3. С. 1—6.

Сведения об авторах

- Станислав Владимирович Арановский** — канд. техн. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики;
E-mail: s.aranovskiy@gmail.com
- Алексей Алексеевич Бобцов** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики;
E-mail: bobtsov@mail.ifmo.ru
- Антон Александрович Пыркин** — канд. техн. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики;
E-mail: a.pyrkin@gmail.com

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

УДК 62.50

С. В. БЫСТРОВ, В. В. ГРИГОРЬЕВ, О. К. МАНСУРОВА, Е. Ю. РАБЫШ,
В. Ю. РЮХИН, Н. А. ЧЕРЕВКО

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ РЕГУЛЯТОРОВ В ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМАХ С ПЕРИОДИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ КОЭФФИЦИЕНТАМИ

Для линейных дискретных систем с периодически изменяющимися коэффициентами разработана процедура синтеза регулятора на основе метода локальной оптимизации. Предлагаемая процедура сводится к решению системы матричных алгебраических уравнений типа Риккати, число которых соответствует количеству интервалов дискретности, содержащихся в периоде изменения параметров системы. С использованием полученных результатов осуществлен синтез пропорционального регулятора.

Ключевые слова: дискретная система, периодическое изменение параметров, пропорциональный регулятор, качество процессов, математическое моделирование.

Введение. При аналитическом конструировании регуляторов для многомерных САУ наряду с методом модального управления широко применяются методы оптимального управления. Под оптимальной САУ понимается система, которой тем или иным способом приданы наилучшие качества в определенном смысле [1—4].

В оптимальных системах успешное решение задачи зависит от выбора параметров критерия качества, относительно которого проектируемая система должна быть оптимальной. Функционал конструируется таким образом, чтобы оптимальности системы всегда соответствовал его минимум как при минимальном, так и при максимальном значении требуемого показателя качества. Функционал, в общем случае, может представлять собой любую желаемую комбинацию оценок различных качеств проектируемой системы. В условиях задачи оптимизации любого из качеств системы присутствуют ограничения других ее качеств [5].

Постановка задачи синтеза регуляторов для дискретных систем с периодически изменяющимися коэффициентами. Рассмотрим синтез закона оптимальных управлений для объекта управления (ОУ), характеризуемого следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} x((mk+i)+1) &= A_{i+1}x(mk+i) + B_{i+1}u(mk+i); \\ y(mk+i) &= C_{i+1}x(mk+i); \\ e(mk+i) &= g(mk+i) - y(mk+i); \quad i = \overline{0, (k-1)}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где x — вектор состояния ОУ, $x \in R^n$; y — вектор регулируемых переменных, $y \in R^l$; u — управляющее воздействие на систему, $u \in R^l$; g — вектор внешних воздействий, $g \in R^l$; e — вектор ошибки, $e \in R^l$; $m=0, 1, 2, \dots$ — дискретные моменты времени; k — интервал периодичности; $i=0, 1, \dots, (k-1)$ — номер временного шага системы внутри интервала k ; A_{i+1} — периодическая $n \times n$ -матрица описания ОУ на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k ; B_{i+1} — периодическая $n \times l$ -матрица входов ОУ по управляющему воздействию на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k ; C_{i+1} — периодическая $l \times n$ -матрица выходов ОУ на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k .

Для объекта управления (1) введем критерий качества, характеризующий изменение траекторий движений системы:

$$J = \sum_{m=0}^{\infty} \left[x^T(mk+i) \quad u^T(mk+i) \right] \cdot \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(mk+i) \\ u(mk+i) \end{bmatrix}; \quad i = \overline{0, (k-1)}, \quad (2)$$

где Q_1 — симметрическая, положительно-полуопределенная, т.е. $Q_1 \geq 0$, $n \times n$ -матрица штрафов по отклонениям траекторий движения системы от положения равновесия; R — симметрическая, положительно-определенная, т.е. $R > 0$, $l \times l$ -матрица штрафов по управлению.

Ставится задача найти закон управления вида

$$u(mk+i) = -K_{i+1}x(mk+i); \quad i = \overline{0, (k-1)}, \quad (3)$$

где K_{i+1} — периодическая $l \times n$ -матрица линейных обратных связей (ЛОС) по состояниям ОУ на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k ; $K_{i+1} = \begin{bmatrix} K_{e_{i+1}}; \bar{K}_{i+1} \end{bmatrix}$, здесь $K_{e_{i+1}}$ — периодическая $l \times l$ -матрица линейных обратных связей по ошибке на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k ; \bar{K}_{i+1} — периодическая $l \times (n-l)$ -матрица линейных обратных связей по состояниям ОУ $\bar{x} = [x_{l+1}; \dots; x_n]^T$ на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k .

Соответствующие уравнению (3) траектории движения удовлетворяют системе уравнений (1). Найденные закон управления и траектории движения должны обеспечивать минимальное значение критерия качества вида (2), а также свойство устойчивости замкнутой системы.

Синтез закона оптимальных управлений для дискретных систем с периодически изменяющимися коэффициентами. Рассмотрим уравнения движения замкнутой системы с проектируемым регулятором относительно переходной составляющей, по которой и определяются динамические показатели качества. В соответствии с уравнениями (1) и (3) имеем

$$\left. \begin{aligned} x_{\Pi}((mk+i)+1) &= F_{i+1}x_{\Pi}(mk+i); \\ y_{\Pi}(mk+i) &= C_{i+1}x_{\Pi}(mk+i); \\ i &= \overline{0, (k-1)}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $F_{i+1} = A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}$ — периодическая матрица описания замкнутой системы на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k .

Проанализируем уравнения движения системы (4) на каждом шаге интервала периодичности k , которые принимают вид системы, описываемой k уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} x_{\Pi}((mk+i)+k) &= \tilde{F}_{i+1} x_{\Pi}(mk+i); \\ y_{\Pi}(mk+i) &= C_{i+1} x_{\Pi}(mk+i); \\ i &= \overline{0, (k-1)}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $\tilde{F}_{i+1} = \prod_{j=i+1}^{k+i} F_{k+2i+1-j}$ — периодическая обобщенная матрица описания $(i+1)$ -го уравнения

движения замкнутой системы внутри интервала k .

Внутри интервала периодичности k система (4) не является системой с периодически изменяющимися коэффициентами и ее можно рассматривать как линейную стационарную дискретную систему.

Для решения задачи синтеза закона оптимальных управлений введем дополнительный критерий качества

$$J_a = \sum_{j=m}^{\infty} \begin{bmatrix} x^T(jk+i) & u^T(jk+i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x(jk+i) \\ u(jk+i) \end{bmatrix}; \quad i = \overline{0, (k-1)}, \quad (6)$$

который при $j=0$ порождает критерий вида (2).

Для связи искомого оптимального закона управления со свойством устойчивости рассмотрим периодическую квадратичную функцию Ляпунова, равную критерию J_a :

$$\begin{aligned} V_{i+1}(x_{\Pi}(mk+i)) &= x_{\Pi}^T(mk+i) P_{i+1} x_{\Pi}(mk+i) = \\ &= \sum_{j=m}^{\infty} \begin{bmatrix} x_{\Pi}^T(jk+i) & u^T(jk+i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Q_1 & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\Pi}(jk+i) \\ u(jk+i) \end{bmatrix}; \quad i = \overline{0, (k-1)}, \end{aligned} \quad (7)$$

где P_{i+1} — периодическая, симметрическая, положительно-определенная на $(i+1)$ -м шаге внутри интервала k , т.е. $P_{i+1} > 0$, $n \times n$ -матрица.

Замкнутая система (4) будет асимптотически устойчива, если на всех траекториях движения первая разность от функции Ляпунова (7) внутри интервала периодичности будет строго отрицательна. Найдем значение первой разности от функции Ляпунова вида (7) внутри интервала периодичности:

$$\begin{aligned} x_{\Pi}^T(mk+i) (\tilde{F}_{i+1}^T P_{i+1} \tilde{F}_{i+1} - P_{i+1}) x_{\Pi}(mk+i) &= -x_{\Pi}^T(mk+i) Q_1 x_{\Pi}(mk+i) - \\ &- u^T(mk+i) R u(mk+i); \quad i = \overline{0, (k-1)}. \end{aligned} \quad (8)$$

В уравнении (8) матрица Q_1 является, по крайней мере, положительно-полуопределенной, а матрица R — положительно-определенной. Следовательно, первая разность от функции Ляпунова будет строго отрицательной, т.е. при искомом законе управления вида (3), удовлетворяющем уравнению (8), замкнутая система (4) будет устойчива. С учетом того, что

$$\Delta V_{i+1} < 0, \quad i = \overline{0, (k-1)},$$

уравнение (8) примет следующий вид:

$$\begin{aligned} x_{\Pi}^T(mk+i) (F_{i+1}^T P_{i+2} F_{i+1} - P_{i+1}) x_{\Pi}(mk+i) &= -x_{\Pi}^T(mk+i) Q_1 x_{\Pi}(mk+i) - \\ &- u^T(mk+i) R u(mk+i); \quad i = \overline{0, (k-1)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Подставив в формулу (9) уравнение (3) и значение периодической матрицы $F_{i+1} = A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}$, $i = \overline{0, (k-1)}$, из уравнения (4), получим

$$\begin{aligned} & x_{\Pi}^T(mk+i)A_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1} x_{\Pi}(mk+i) + x_{\Pi}^T(mk+i)A_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1} u(mk+i) + \\ & + u^T(mk+i)B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1} x_{\Pi}(mk+i) + u^T(mk+i)B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1} u(mk+i) - \\ & - x_{\Pi}^T(mk+i)P_{i+1} x_{\Pi}(mk+i) = -x_{\Pi}^T(mk+i)Q_1 x_{\Pi}(mk+i) - \\ & - u^T(mk+i)Ru(mk+i); \quad i = \overline{0, (k-1)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Будем искать оптимальный закон управления вида (3) исходя из условия, что первая разность от функции Ляпунова на всех траекториях движения системы должна принимать минимальное значение. Для этого частные производные по управлению от правой и левой частей уравнения (10) должны быть равны. Возьмем частные производные по управлению, т.е. $\partial/\partial u$, от обеих частей уравнения (10), в результате получим

$$\begin{aligned} & x_{\Pi}^T(mk+i)A_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1} + B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1} x_{\Pi}(mk+i) + 2u(mk+i)B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1} = \\ & = -2u(mk+i)R; \quad i = \overline{0, (k-1)}. \end{aligned} \quad (11)$$

Сгруппируем в одной части уравнения (11) все члены, содержащие $u(mk+i)$, $i = \overline{0, (k-1)}$, а в другой — члены, содержащие $x_{\Pi}(mk+i)$, $i = \overline{0, (k-1)}$; так как последние являются скалярами, то получим

$$u(mk+i) = -\left(R + B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1}\right)^{-1} B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1} x_{\Pi}(mk+i); \quad i = \overline{0, (k-1)}. \quad (12)$$

С учетом закона управления (3) из уравнения (12) следует, что искомая периодическая матрица ЛОС K_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, имеет вид

$$K_{i+1} = \left(R + B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1}\right)^{-1} B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1}, \quad i = \overline{0, (k-1)}. \quad (13)$$

В силу того, что уравнение (10) должно выполняться для всех траекторий движения $x_{\Pi}(mk+i)$, $i = \overline{0, (k-1)}$, и учитывая найденное значение для матрицы ЛОС K_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, приходим от уравнения (10) к системе матричных алгебраических уравнений типа Риккати:

$$\left. \begin{aligned} & A_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1} - K_{i+1}^T \left(R + B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1}\right) K_{i+1} - P_{i+1} = -Q_1; \\ & K_{i+1} = \left(R + B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1}\right)^{-1} B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1}; \quad i = \overline{0, (k-1)}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Таким образом, задача синтеза закона оптимального управления для дискретных систем с периодически изменяющимися коэффициентами сводится к решению на каждом шаге $i = \overline{0, (k-1)}$ внутри интервала периодичности системы матричных алгебраических уравнений типа Риккати (14) относительно матриц P_{i+1} и K_{i+1} .

Для нахождения матриц P_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, очевидна связь между уравнением типа Риккати (14) и уравнением типа Ляпунова:

$$F_{i+1}^T P_{i+2} F_{i+1} - P_{i+1} = -Q_{i+1}; \quad i = \overline{0, (k-1)}. \quad (15)$$

Чтобы показать эту связь, подставим в уравнение (15) значение матрицы $F_{i+1} = A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}$, $i = \overline{0, (k-1)}$, замкнутой системы (4) и положим, что следующая матрица является периодической и положительно-определенной:

$$Q_{i+1} = Q_1 + K_{i+1}^T R K_{i+1}, \quad i = \overline{0, (k-1)}.$$

Так как $Q_1 > 0$ и $R > 0$, то матрица Q_{i+1} также будет положительно-определенной, а так как матрицы ЛОС K_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, периодические, то данная матрица будет и периодической. В результате получим матричное алгебраическое уравнение типа Риккати (14) для нахождения матриц P_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$.

Связь между уравнениями типа Ляпунова и Риккати показывает, что задачу синтеза оптимального управления можно свести к решению системы

$$\left. \begin{aligned} (A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1})^T P_{i+2} (A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}) - P_{i+1} &= -Q_{i+1}; \\ K_{i+1} &= (R + B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1})^{-1} B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1}; \quad i = \overline{0, (k-1)}, \end{aligned} \right\}$$

или, воспользовавшись модифицированным уравнением типа Ляпунова вида $F_{i+1}^T P_{i+2} F_{i+1} - \lambda_{i+1}^2 P_{i+1} = -Q_{i+1}$; $i = \overline{0, (k-1)}$, — к решению системы

$$\left. \begin{aligned} (A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1})^T P_{i+2} (A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}) - \lambda_{i+1}^2 P_{i+1} &= -Q_{i+1}; \\ K_{i+1} &= (R + B_{i+1}^T P_{i+2} B_{i+1})^{-1} B_{i+1}^T P_{i+2} A_{i+1}; \quad i = \overline{0, (k-1)}, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где λ_{i+1} — степень устойчивости системы на i -м шаге внутри интервала периодичности.

Вычисление матриц P_{i+1} и K_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, выполняется на основе матричной рекуррентной процедуры:

$$\left. \begin{aligned} P_{i+1}((m+1)k-i) &= \lambda_{i+1}^{-2} (A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}((m+1)k-i))^T \times \\ &\quad \times P_{i+2}((m+1)k-i-1) (A_{i+1} - B_{i+1}K_{i+1}((m+1)k-i)) + Q_{i+1}; \\ K_{i+1}((m+1)k-i) &= (R + B_{i+1}^T P_{i+2}((m+1)k-i-1) B_{i+1})^{-1} \times \\ &\quad \times B_{i+1}^T P_{i+2}((m+1)k-i-1) A_{i+1}; \quad i = \overline{0, (k-1)}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

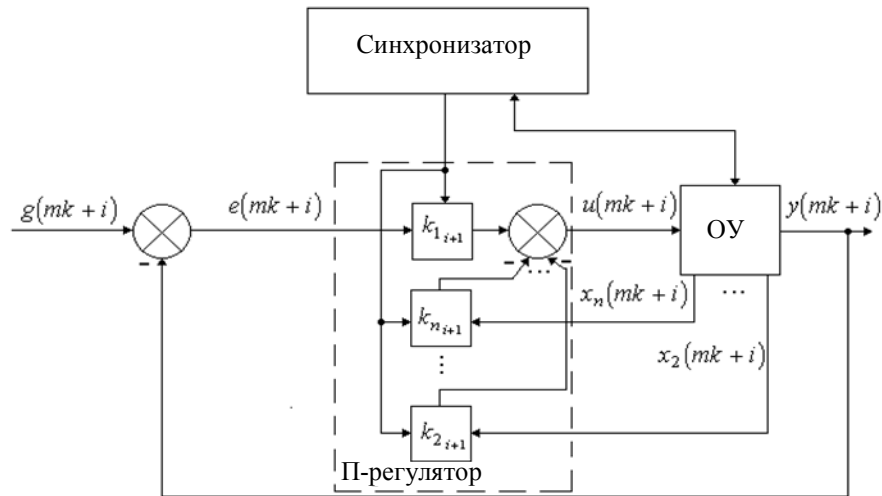
Используя полученные выражения, в общем виде можно представить следующий алгоритм синтеза закона управлений (синтеза П-регулятора) для дискретных систем с периодически изменяющимися коэффициентами на основе метода локальной оптимизации.

1. Проверка на каждом шаге $i = \overline{0, (k-1)}$ внутри интервала периодичности пар матриц (A_{i+1}, B_{i+1}) на полную управляемость.

2. Задание на каждом шаге $i = \overline{0, (k-1)}$ внутри интервала периодичности скорости сходимости траекторий движения в соответствии с требуемыми динамическими показателями качества и условием, что $0 < \prod_{i=0}^{k-1} \lambda_{i+1} \leq 1$.

3. Решение системы уравнений (16) относительно матриц K_{i+1} и P_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, на основе матричной рекуррентной процедуры (17).

Функциональная схема дискретной системы с периодически изменяющимися коэффициентами с П-регулятором, полученным на основе метода оптимального управления, приведена на рисунке.



Метод синтеза матрицы ЛОС K_{i+1} , $i = \overline{0, (k-1)}$, с использованием метода локальной оптимизации, гарантирующего расположение корней характеристического полинома замкнутой системы в желаемой области, можно рассматривать как метод синтеза модальных управлений, когда желаемые корни характеристического полинома должны быть расположены в некоторой области, а не заданы однозначно [6].

Вывод. Рассмотренный метод синтеза закона оптимальных управлений позволяет спроектировать для линейной дискретной системы с периодически изменяющимися коэффициентами такой закон, который обеспечивает устойчивость сконструированной системы, задавая расположение желаемых корней характеристического полинома в некоторой области, принадлежащей кругу единичного радиуса, путем минимизации заданного функционала качества.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брайсон А., Хо-Ю-Ши. Прикладная теория оптимального управления. М.: Мир, 1972. 544 с.
2. Бобцов А. А., Быстров С. В., Григорьев В. В. и др. Построение регуляторов для систем пространственного слежения с периодическими коэффициентами // Тез. мультikonференции ИКТМ-2007. Геленджик, 2007.
3. Григорьев В. В., Мотылькова М. М., Мансурова О. К. Построение регуляторов для систем пространственного слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 11.
4. Бобцов А. А., Быстров С. В., Григорьев В. В. и др. Построение моделей систем пространственного слежения со сканированием // Материалы I Рос. мультikonференции по проблемам управления, Санкт-Петербург, 10—12 окт. 2006 г. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2006.
5. Абдуллаев Н. Д., Петров Ю. П. Теория и методы проектирования оптимальных регуляторов. Л.: Энергоатомиздат, 1985. 240 с.
6. Подчукаев В. А. Оптимальное модальное управление и наблюдение // Автоматика и телемеханика. 1983. № 8. С. 49—54.

Сведения об авторах

Сергей Владимирович Быстров

— канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: sbystrov@mail.ru

Валерий Владимирович Григорьев

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: grigvv@yandex.ru

- Ольга Кирибековна Мансурова** — канд. техн. наук, доцент; Северо-Западный государственный заочный технический университет, Санкт-Петербург
- Евгений Юрьевич Рабыш** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: Rabysh@yandex.com
- Валентин Юрьевич Рюхин** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики;
- Николай Александрович Черевко** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: epostbox1@mail.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

УДК 681.5

В. В. ГРИГОРЬЕВ, С. В. БЫСТРОВ, А. К. НАУМОВА,
Е. Ю. РАБЫШ, Н. А. ЧЕРЕВКО

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ УСЛОВИЙ КАЧЕСТВЕННОЙ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Получены аналитические выражения оценок прямых показателей качества переходных процессов, позволяющие для непрерывных и дискретных систем, используя достаточные условия качественной экспоненциальной устойчивости, создать эффективные численные процедуры конструирования регуляторов.

Ключевые слова: экспоненциальная и качественная экспоненциальная устойчивость, оценки качества, конструирование регуляторов, непрерывные и дискретные системы.

Введение. Наиболее сильные аттрактивные свойства положения равновесия системы обеспечиваются при условии экспоненциального затухания переходных процессов. Однако экспоненциальная устойчивость гарантирует только сходимость процессов к состоянию равновесия, но никак не связана с качеством их функционирования. Это обстоятельство обуславливает необходимость определения более локальных условий и понятий устойчивости, связанных с усилением ограничений на динамические свойства системы. Для этого было введено понятие качественной экспоненциальной устойчивости, тесно связанной с такими показателями качества функционирования процессов, как оценки быстродействия и перерегулирования. Это понятие является более узким, чем понятие экспоненциальной устойчивости благодаря введению дополнительных условий, ограничивающих фактически значения скорости изменения вектора состояния системы [1—5].

Постановка задачи. Предположим, что поведение непрерывной динамической системы описывается дифференциальным уравнением вида

$$\dot{x}(t) = Fx(t), \quad (1)$$

а поведение дискретной системы — разностным уравнением вида

$$x(m+1) = Fx(m), \quad (2)$$

где $x \in R^n$ — вектор состояния динамической системы; $x(0) = x_0 \in R^n$ — вектор начальных состояний; F — $n \times n$ -матрица описания системы; $t \geq 0$ — время, $m = 0, 1, 2 \dots$ — номер интервала дискретности.

Приведем определения качественной экспоненциальной устойчивости для непрерывных и дискретных динамических систем [2].

Определение 1. Непрерывная система (1) в положении равновесия $x = 0$ называется качественно экспоненциально (β, r) устойчивой, если для любых траекторий движения системы, определяемых произвольными начальными условиями $x_0 \in R^n$, существуют такие параметры ρ ($\rho \geq 1$), r ($r > 0$) и β ($\beta + r < 0$), при которых в любой момент времени $t \geq 0$ выполняется условие

$$\|x(t) - e^{\beta t} x_0\| \leq \rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right) \cdot \|x_0\|, \quad (3)$$

где норма вектора задается соотношением

$$\|x\| = \left[\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \right]^{1/2}, \quad (4)$$

здесь x_i — i -я координата вектора состояния x .

Определение 2. Дискретная система (2) в положении равновесия $x = 0$ называется качественно экспоненциально (β, r) устойчивой, если для любых траекторий движения системы, определяемых произвольными начальными условиями $x_0 \in R^n$, существуют такие параметры ρ ($\rho \geq 1$), r ($r > 0$) и β ($0 \leq \beta < 1 - r$), при которых для любого номера интервала дискретности $m \geq 0$ выполняется условие

$$\|x(m) - \beta^m x_0\| \leq \rho \left((\beta + r)^m - \beta^m \right) \cdot \|x_0\|. \quad (5)$$

Параметры r и β имеют следующий смысл: параметр β подобен коэффициенту сноса и определяет среднюю скорость сходимости траекторий движения к положению равновесия, а параметр r подобен коэффициенту диффузии и определяет отклонения траекторий движения от усредненной траектории.

Из определений 1 и 2 непосредственно следуют оценки динамических показателей качества систем. Отметим, что эти оценки вводятся для оценочных трубок, определяемых условиями качественной экспоненциальной устойчивости, в которых и расположены все траектории движения системы.

Для оценки быстродействия непрерывных и дискретных динамических систем соответственно введем в рассмотрение параметр δ_{Π} , характеризующий некоторую относительную δ_{Π} -окрестность ($\delta_{\Pi} \leq 0,05$) положения равновесия:

$$\|x(t)\| \leq \delta_{\Pi} \cdot \|x_0\|, \quad t \geq t_{\Pi}; \quad (6)$$

$$\|x(m)\| \leq \delta_{\Pi} \cdot \|x_0\|, \quad m \geq t_{\Pi}/T, \quad (7)$$

а временем переходного процесса непрерывных и дискретных динамических систем соответственно будем называть такой момент времени t_{Π} , начиная с которого все траектории движения системы, определяемые начальными условиями $\|x_0\|$, лежат в заданной δ_{Π} -окрестности

установившегося значения для любого момента времени $t \geq t_n$, т.е. выполняются соотношения (6) и (7) соответственно, где T — интервал квантования.

Под оценкой значения перерегулирования непрерывных и дискретных динамических систем будем понимать величины σ , определяемые соответственно уравнениями

$$\sigma = \frac{-\min_{t \in [0, t_n]} x_M(t)}{\|x_0\|}; \quad (8)$$

$$\sigma = \frac{-\min_{m \in [0, t_n/T]} x_M(m)}{\|x_0\|}, \quad (9)$$

где x_M — миноранта $\|x\|$, т.е. функция, ограничивающая снизу текущие значения нормы вектора состояния, так что $x_M \leq \|x\|$; перерегулирование косвенно характеризует колебательность процессов в динамической системе.

Ставится задача на основе достаточных условий качественной экспоненциальной устойчивости (3) и (5) для непрерывных и дискретных динамических систем, задаваемых уравнениями (1) и (2) соответственно, определения оценок динамических показателей качества (времени переходного процесса и перерегулирования), которые позволят создать эффективные процедуры аналитического конструирования регуляторов

Основные результаты. Для оценки динамических процессов будем использовать квадратичную функцию Ляпунова вида

$$V(x) = x^T P x, \quad (10)$$

где $P = P^T$ — положительно-определенная $n \times n$ -матрица.

Для этой функции справедливо соотношение Рэлея:

$$c_1 \|x\|^2 \leq V(x) \leq c_2 \|x\|^2, \quad (11)$$

где c_1 и c_2 — минимальное и максимальное собственные числа матрицы P соответственно.

Теорема 1. Непрерывная система (1) качественно экспоненциально (β, r) устойчива в положении равновесия $x = 0$, если для любых траекторий движения системы, определяемых произвольными начальными условиями $x_0 \in R^n$, существуют такая квадратичная функция Ляпунова $V(x(t))$ и такие параметры r ($r > 0$) и β ($\beta + r < 0$), при которых в любой момент времени $t \geq 0$ выполняется условие

$$V\left(\frac{d}{dt}x(t) - \beta x(t)\right) \leq r^2 V(x(t)). \quad (12)$$

Теорема 2. Дискретная система (2) качественно экспоненциально (β, r) устойчива в положении равновесия $x = 0$, если для любых траекторий движения системы, определяемых произвольными начальными условиями $x_0 \in R^n$, существуют такая квадратичная функция Ляпунова $V(x(t))$ и такие параметры r ($r > 0$) и β ($0 \leq \beta < 1 - r$), при которых для любого номера интервала дискретности $m \geq 0$ выполняется условие

$$V(x(m+1) - \beta x(m)) \leq r^2 V(x(m)). \quad (13)$$

Из теорем 1 и 2 следуют оценки (3) и (5) соответственно [3], при этом

$$\rho = \sqrt{c_2/c_1}. \quad (14)$$

Утверждение 1. Оценки показателей качества непрерывных систем имеют следующий вид:

$$t_{\Pi} = \frac{1}{\beta + r} \ln \left(\frac{\delta_{\Pi}}{\rho} \right), \quad (15)$$

$$\sigma = \rho e^{\left(\frac{\beta+r}{r}\right) \ln \left(\frac{(\rho+1)\beta}{\rho(\beta+r)}\right)} - (\rho+1) e^{\left(\frac{\beta}{r}\right) \ln \left(\frac{(\rho+1)\beta}{\rho(\beta+r)}\right)}. \quad (16)$$

Утверждение 2. Оценки показателей качества дискретных систем имеют следующий вид:

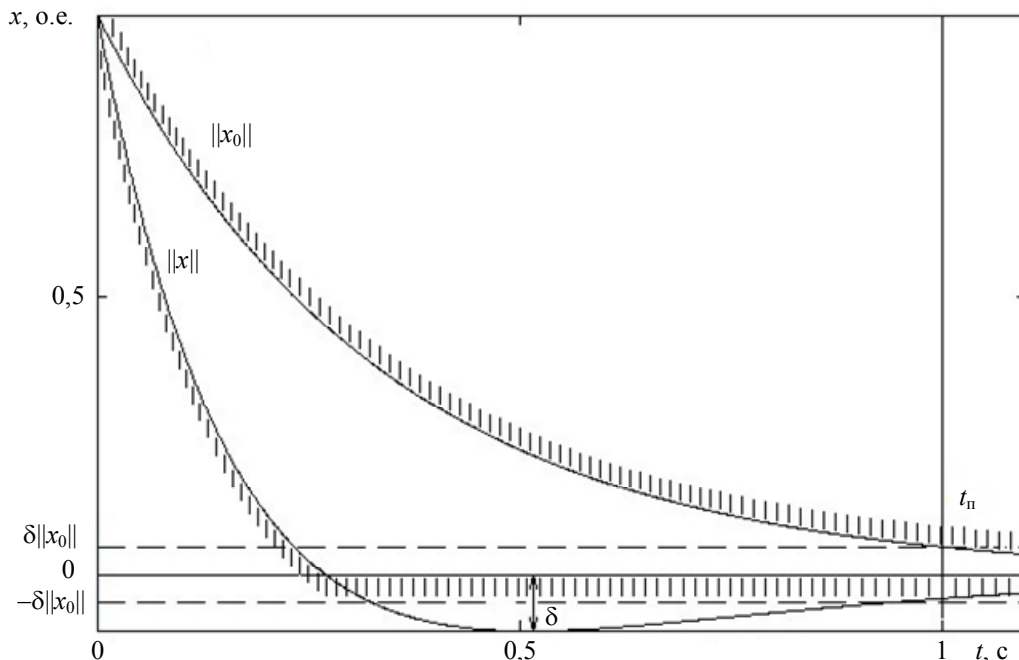
$$t_{\Pi} = T \log_{(\beta+r)} \left(\frac{\delta_{\Pi}}{\rho} \right), \quad (17)$$

$$\sigma = \rho(\beta+r)^a - (\rho+1)\beta^a, \quad (18)$$

где $a = \log_{((\beta+r)/r)} \left(\frac{(\rho+1) \ln \beta}{\rho \ln(\beta+r)} \right)$.

Доказательство утверждений 1 и 2 см. в Приложении.

Пример. При заданных параметрах $\sigma = 0,05$, $t_{\Pi} = 1$, $\delta_{\Pi} = 0,05$, $\rho = 1$ исходя из условий качественной экспоненциальной (β, r) устойчивости задаются оценочные трубки, вид которых представлен на рисунке. Все траектории системы, исходящие из области начальных значений вектора состояния, лежат внутри оценочных трубок.



Заключение. Использование полученных аналитических выражений оценок динамических показателей качества непрерывных и дискретных динамических систем — времени переходных процессов и перерегулирования — совместно с достаточными условиями качественной экспоненциальной устойчивости позволяет создать эффективные процедуры аналитического конструирования регуляторов.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Доказательство утверждения 1. Согласно определениям условием качественной экспоненциальной (β, r) устойчивости (3) непрерывных систем является соотношение

$$\|x(t) - e^{\beta t} x_0\| \leq \rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right) \cdot \|x_0\|. \quad (19)$$

В соответствии со свойствами нормы

$$\| \|x(t)\| - \|e^{\beta t} x_0\| \| \leq \|x(t) - e^{\beta t} x_0\|; \quad \| \|e^{\beta t} x_0\| \| = e^{\beta t} \|x_0\|,$$

откуда, учитывая условие (19), получаем

$$\| \|x(t)\| - e^{\beta t} \|x_0\| \| \leq \rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right) \cdot \|x_0\|.$$

Отсюда следуют неравенства

$$\| \|x(t)\| - e^{\beta t} \|x_0\| \| \leq \rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right) \cdot \|x_0\|; \quad (20)$$

$$\| \|x(t)\| - e^{\beta t} \|x_0\| \| \geq -\rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right) \cdot \|x_0\|, \quad (21)$$

получив из которых мажоранту и миноранту соответственно, с учетом условия (6) имеем

$$\delta_{\Pi} - e^{\beta t} = \rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right), \quad (22)$$

$$-\delta_{\Pi} - e^{\beta t} = -\rho \left(e^{[\beta+r]t} - e^{\beta t} \right). \quad (23)$$

Решив уравнение (22) относительно $e^{\beta t}$ и подставив его в (23), получим

$$t_{\Pi} = t = \frac{1}{\beta + r} \ln \left(\frac{\delta_{\Pi}}{\rho} \right). \quad (24)$$

Рассмотрим миноранту из неравенства (21):

$$\min_t \|x_M(t) - e^{\beta t \sigma} x_0\| = -\rho \left(e^{[\beta+r]t_{\sigma}} - e^{\beta t_{\sigma}} \right) \cdot \|x_0\|, \quad (25)$$

где

$$t_{\sigma} = \frac{1}{r} \ln \left(\frac{(\rho + 1)\beta}{\rho(\beta + r)} \right) \quad (26)$$

по сути является временем экстремума функции (25), т.е. временем перерегулирования системы. Подставив уравнения (25) и (26) в выражение (8), получим

$$\sigma = \rho e^{\left(\frac{\beta+r}{r} \right) \ln \left(\frac{(\rho+1)\beta}{\rho(\beta+r)} \right)} - (\rho + 1) e^{\left(\frac{\beta}{r} \right) \ln \left(\frac{(\rho+1)\beta}{\rho(\beta+r)} \right)}. \quad (27)$$

Равенства (24), (27) соответствуют равенствам (15), (16), что и требовалось доказать.

Доказательство утверждения 2. Согласно определениям условием качественной экспоненциальной (β, r) устойчивости (3) для дискретных систем является соотношение

$$\|x(m) - \beta^m x_0\| \leq \rho \left((\beta+r)^m - \beta^m \right) \cdot \|x_0\|. \quad (28)$$

В соответствии со свойствами нормы

$$\| \|x(m)\| - \|\beta^m x_0\| \| \leq \|x(m) - \beta^m x_0\|; \quad \|\beta^m x_0\| = \beta^m \|x_0\| \text{ при } \beta \geq 0,$$

откуда, учитывая условие (28), получаем

$$\| \|x(m)\| - \beta^m \|x_0\| \| \leq \rho \left((\beta+r)^m - \beta^m \right) \cdot \|x_0\|.$$

Отсюда следуют неравенства

$$\|x(m)\| - \beta^m \|x_0\| \leq \rho \left((\beta+r)^m - \beta^m \right) \cdot \|x_0\|; \quad (29)$$

$$\|x(m)\| - \beta^m \|x_0\| \geq -\rho \left((\beta+r)^m - \beta^m \right) \cdot \|x_0\|, \quad (30)$$

получив из которых мажоранту и миноранту соответственно, с учетом условия (6) имеем

$$\delta_{\Pi} - \beta^m = \rho \left((\beta+r)^m - \beta^m \right), \quad (31)$$

$$-\delta_{\Pi} - \beta^m = -\rho \left((\beta+r)^m - \beta^m \right). \quad (32)$$

Решив уравнение (31) относительно β^m и подставив его в (32), с учетом $t = mT$ получим

$$t_{\Pi} = t = T \cdot \log_{(\beta+r)} \left(\frac{\delta_{\Pi}}{\rho} \right). \quad (33)$$

Рассмотрим миноранту из неравенства (30):

$$\min_m x_M(m) - \beta^m \|x_0\| = -\rho \left((\beta+r)^{m_{\sigma}} - \beta^{m_{\sigma}} \right) \cdot \|x_0\|, \quad (34)$$

где

$$m_{\sigma} = \log_{((\beta+r)/r)} \left(\frac{(\rho+1) \ln \beta}{\rho \ln(\beta+r)} \right) = a \quad (35)$$

по сути является временем экстремума функции (34), т.е. временем перерегулирования системы. Подставив уравнения (34) и (35) в выражение (9), получим

$$\sigma = \rho (\beta+r)^a - (\rho+1) \beta^a. \quad (36)$$

Равенства (33), (36) соответствуют равенствам (17), (18), что и требовалось доказать.

Исследования по рассматриваемой тематике выполнены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант 09-08-00857-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Григорьев В. В., Дроздов В. Н., Лаврентьев В. В., Ушаков А. В. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ. Л: Машиностроение, 1983. 245 с.
2. Григорьев В. В. Качественная экспоненциальная устойчивость непрерывных и дискретных динамических систем // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43, № 1—2.
3. Бойков В. И., Григорьев В. В., Мансурова О. К., Михайлов С. В. Качественная экспоненциальная стохастическая устойчивость дискретных систем // Там же. 1998. Т. 41, № 7. С. 5—8.
4. Бобцов А. А., Быстров С. В., Григорьев В. В. и др. Качественная устойчивость и неустойчивость непрерывных и дискретных динамических систем // Тр. 2-й Рос. мультikonференции по проблемам управления. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2008.
5. Григорьев В. В. Качественная экспоненциальная устойчивость динамических систем // Тез. Междунар. конф. „Нелинейные науки на рубеже тысячелетий“. СПб: СПбГУ ИТМО, 1999.

Сведения об авторах

- Валерий Владимирович Григорьев** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: grigvv@yandex.ru
- Сергей Владимирович Быстров** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: sbystrov@mail.ru

- Алла Константиновна Наумова** — канд. техн. наук, доцент; Северо-Западный государственный заочный технический университет, Санкт-Петербург
- Евгений Юрьевич Рабыш** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: Rabysh@yandex.com
- Николай Александрович Черевко** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: epostbox1@mail.ru

Рекомендована кафедрой систем управления и информатики СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию 18.01.11 г.

УДК 681.5.013

В. Ф. АНТОНОВ, С. В. БЫСТРОВ, В. В. ГРИГОРЬЕВ

УТИЛИЗАЦИЯ ТЕПЛОВОЙ ЭНЕРГИИ ПРИ КОНТАКТНОЙ СВАРКЕ

Рассматривается система утилизации тепловой энергии при контактной сварке. Представлены математические модели тепловых процессов и приведены количественные оценки расхода тепловой энергии при различных мощностях на электродах.

Ключевые слова: контактная сварка, математическая модель, тепловые процессы.

Для решения технологических задач при контактной сварке, как правило, требуется определить количество теплоты, выделившейся в зоне сварки, и найти распределение температуры в этой зоне. Характер температурного поля в зоне формирования сварного соединения определяется в основном двумя процессами, одновременно протекающими и противоположно направленными: тепловыделением при сварке и теплопередачей в металл и на электроды [1, 2].

В настоящей статье рассматривается процесс утилизации тепловой энергии при контактной сварке на сварочном агрегате АТМС-14х75. Сварочный агрегат АТМС-14х75



Рис. 1

(рис. 1) состоит из электрической и механической частей, пневмосистемы и системы водяного охлаждения. В состав электрической части агрегата входят силовой сварочный трансформатор с переключателем ступеней его первичной обмотки, с помощью которого регулируется вторичное напряжение; вторичный сварочный контур для подвода сварочного тока к деталям; прерыватель первичной цепи сварочного трансформатора и регулятор цикла сварки, обеспечивающий заданную последовательность операций цикла и

регулировку параметров режима сварки. Мощность, потребляемая рассматриваемым агрегатом, составляет примерно 75 кВт.

Источники теплоты в зоне формирования сварного соединения. При контактной сварке в зоне формирования соединения действуют несколько источников теплоты (рис. 2). Нагрев металла в зоне сварки происходит в основном за счет генерирования теплоты в свариваемых деталях, а также на сопротивлениях участка электрод—электрод при прохождении через них электрического тока.

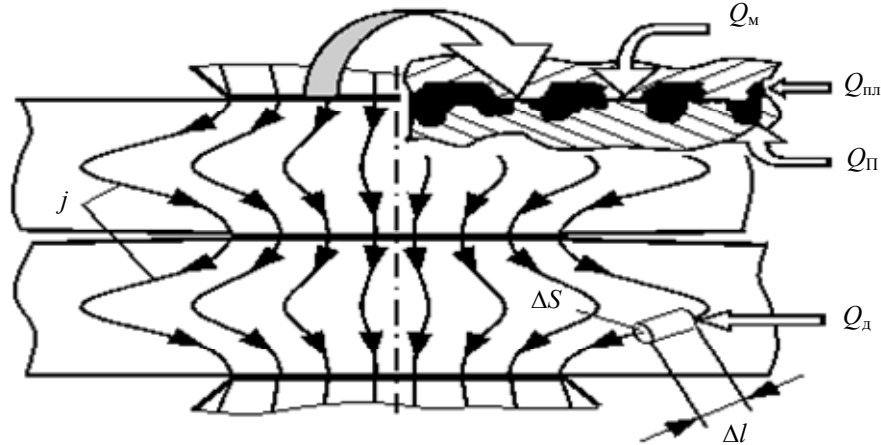


Рис. 2

Основное количество теплоты (более 90 % от общего ее количества $Q_{э-э}$, выделяющегося в течение цикла сварки в зоне формирования соединения на участке электрод—электрод [2]) формируется в свариваемых деталях.

Линии электрического тока в свариваемых деталях претерпевают заметные искривления, вследствие чего площадь ΔS элементарной силовой трубки тока изменяется в зависимости от ее длины Δl . С учетом этого суммарное количество теплоты $Q_д$, выделяемой на сопротивлениях $r_д$ деталей, может быть определено по закону Джоуля — Ленца [2]:

$$Q_д = \int_0^t \int_0^T \int_S j^2(t) \rho(T) \frac{\Delta l}{\Delta S} dt dT, \quad (1)$$

где j — плотность тока; ρ — удельное электрическое сопротивление металла свариваемых деталей; T и t — координаты температуры и времени в зоне сварки.

Некоторое количество теплоты (менее 10 % от $Q_{э-э}$ [2]) генерируется на контактах деталь—деталь и электрод—деталь, а также в прилегающих к ним областях. На этих контактах генерируется теплота $Q_м$ за счет электрического сопротивления $r_м(T)$ микровыступов, непосредственно образующих контакт. Значение $r_м$ в процессе сварки относительно быстро уменьшается вплоть до нулевых из-за деформирования микровыступов вследствие потери прочности при увеличении температуры T . На контактах деталь—деталь и электрод—деталь генерируется также теплота $Q_{пл}$ за счет электрического сопротивления ($r_{пл}$) естественных оксидных пленок или (в некоторых случаях) искусственных покрытий. Для контактной точечной сварки (КТС), характеризующейся непрерывным изменением силы сварочного тока и температуры металла в зоне формирования соединения, величины $Q_м$ и $Q_{пл}$ можно определить по следующим зависимостям [2, 3]:

$$Q_м = \int_0^t \int_0^T j^2(t) r_м(T) dt dT, \quad (2)$$

$$Q_{пл} = \int_0^t \int_0^T j^2(t) r_{пл}(T) dt dT. \quad (3)$$

При точных расчетах, как дополнительный источник теплоты, следует учитывать теплоту $Q_п$, выделяющуюся на контактах электрод—деталь вследствие проявления эффекта

Пельтье [2] или полупроводниковых свойств окисной пленки. Теплота Пельтье генерируется на границах пленок с металлом, или на границах жидкого металла с твердым, или на границах разнородных металлов. Количество теплоты Q_{Π} может быть определено согласно зависимости [1, 2]

$$Q_{\Pi} = \mp \int_0^t \int_0^T \Pi(T) j(t) dt dT, \quad (4)$$

где $\Pi(T)$ — коэффициент Пельтье для некоторой границы.

Таким образом, общее количество теплоты Q_{3-3} , которая выделяется в зоне сварки при протекании через нее сварочного тока $I_{\text{св}}$ в течение длительности его импульса $t_{\text{св}}$ (времени сварки), может быть определено как сумма количеств теплоты, выделившейся на перечисленных источниках:

$$Q_{3-3} = Q_{\text{д}} + Q_{\text{м}} + Q_{\text{пл}} + Q_{\Pi}.$$

В приближенных решениях задач технологии КТС, например при определении (для конкретных условий сварки) ориентировочных значений сварочного тока, теплоту, выделяющуюся в контактах (т. е. $Q_{\text{м}}$, $Q_{\text{пл}}$ и Q_{Π}), по зависимостям (2)—(4) не рассчитывают или учитывают усредненно, через различные поправочные коэффициенты [1, 2]. Таким образом, в технологических расчетах теплоту Q_{3-3} в основном определяют как теплоту $Q_{\text{д}}$, выделяющуюся только в свариваемых деталях. Поскольку в большинстве случаев значение температуры в зоне сварки усредняется, то зависимость (1) преобразуется к виду

$$Q_{3-3} = \int_0^{t_{\text{св}}} I_{\text{св}}^2(t) r_{3-3}(t) dt,$$

в соответствии с которым при усреднении по времени силы сварочного тока $I_{\text{св}}$ и электрического сопротивления r_{3-3} зоны сварки и получают расчетные зависимости [1, 2].

Температурное поле в зоне формирования сварочного соединения. Распределение температуры в зоне формирования соединения измерить непосредственно при КТС пока никому не удалось несмотря на многочисленные попытки. Мнения о значениях температуры, например, в центре зоны сварки, расходятся: от температуры плавления металла до температуры его кипения [2]. Анализ известных методик расчетов температуры в зоне сварки, которые учитывают выделение и перераспределение теплоты в ней (например, приведенный в работе [2]), показывает, что удовлетворить требованиям современной технологии КТС этим путем весьма проблематично, и работы в этом направлении, по-видимому, бесперспективны.

Для исследования температурных полей в зоне сварки А. С. Гельман предложил решение дифференциальных уравнений распределения потенциалов и теплопроводности осуществить методом конечных разностей [1, 2]. Это позволило учесть изменение в процессе КТС теплофизических характеристик металла, геометрических параметров сварных соединений, а также влияние энергетического и силового воздействия на зону сварки и скрытой теплоты плавления металла в ядре. Эта методика (с уточнением граничных условий) стала широко использоваться при решении различных задач технологии точечной сварки методом конечных разностей и методом конечных элементов.

При исследованиях тепловых процессов в зоне формирования точечного сварного соединения в большинстве случаев осуществляется совместное решение дифференциального уравнения распределения потенциалов

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) + \frac{1}{\rho} \frac{\partial \varphi}{r \cdot \partial r} = 0,$$

где φ — потенциал в рассматриваемой точке, z и r — цилиндрические координаты пространства, описывающего электрическое поле, и дифференциального уравнения теплопроводности

Фурье, которое при условии, что теплоемкость и плотность металла не зависят от температуры, записывается чаще всего следующим образом [2]:

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{1}{c_M \gamma} \left[\frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial r} \right) + \lambda \frac{\partial T}{r \cdot \partial r} \right] + \frac{j^2 \rho}{c_M \gamma},$$

где c_M , γ , λ и ρ — теплоемкость, плотность, теплопроводность и удельное электрическое сопротивление металла соответственно.

Так, расчетные изотермы температуры плавления $T_{пл}$ металла (рис. 3, а) по конфигурации и геометрическому положению весьма близки к границам ядра расплавленного металла, экспериментально (рис. 3, б) определяемым на различных стадиях его формирования [1, 2].

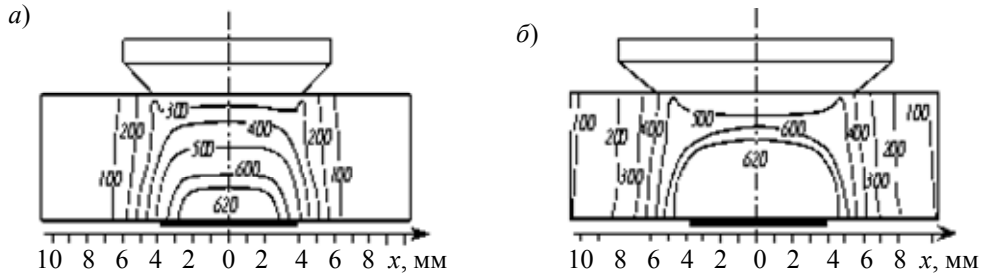


Рис. 3

Тепловой баланс в зоне сварки. Теплоту Q_{3-3} , которая выделяется в зоне формирования соединения для получения ядра заданных размеров, можно рассчитать по теплосодержанию металла к концу процесса сварки и количеству теплоты, отведенной из зоны сварки в процессе формирования соединения.

Для этого используются условные схемы теплопередачи в зоне сварки и распределения в ней температуры (рис. 4).

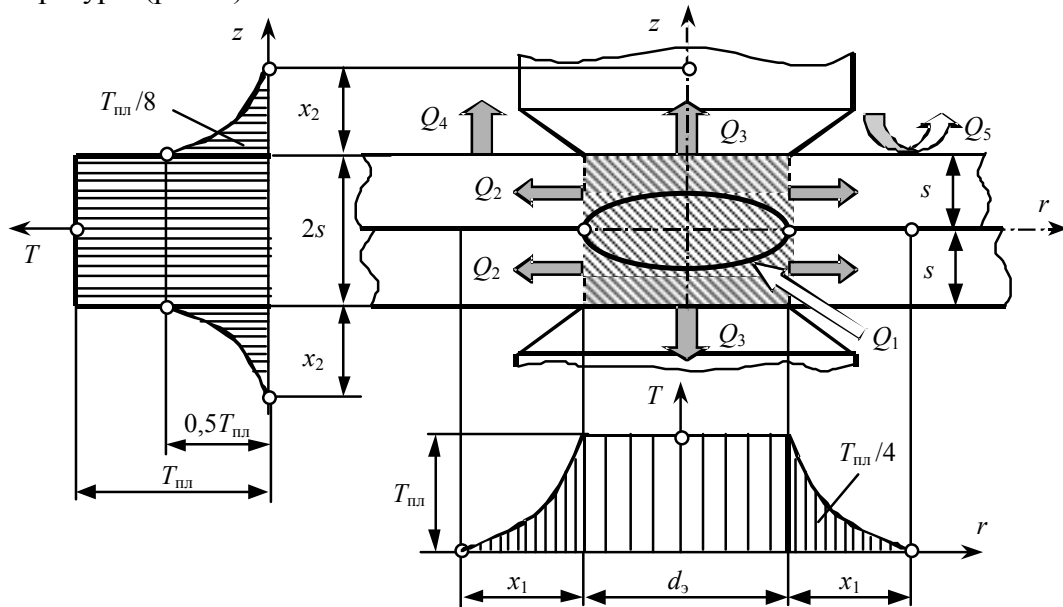


Рис. 4

При реализации данной методики расчета предполагается, что вся теплота Q_{3-3} выделяется в цилиндре, диаметр которого равен диаметру d_3 контакта электрод—деталь. Теплота Q_{3-3} условно разделяется на теплоту Q_1 , которая расходуется на нагрев и плавление металла в цилиндре ($Q_1 \approx 20...30\%$ от Q_{3-3} [2]), теплоту Q_2 , которая отводится в металл деталей ($Q_2 \approx 20\%$ от Q_{3-3} [2]), и теплоту Q_3 , которая отводится на электроды ($Q_3 > 50\%$ от Q_{3-3} [2]). Относительно небольшое количество теплоты Q_{3-3} отводится с поверхностей деталей посредством

радиационной Q_4 и конвективной Q_5 теплоотдачи. Такое распределение теплоты Q_{3-3} описывается так называемым „уравнением теплового баланса“ [2]:

$$Q_{3-3} = Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 + Q_5,$$

при этом радиационной Q_4 и конвективной Q_5 теплоотдачей обычно пренебрегают из-за их относительно малых величин. С учетом изложенного сокращенное уравнение теплового баланса $Q_{3-3} = Q_1 + Q_2 + Q_3$ в развернутом виде описывают следующим выражением [2]:

$$Q_{3-3} = \frac{\pi d_3^2}{4} \cdot 2s\gamma_m c_m T_{пл} + k_1 \pi (d_3 + x_2) x_1 \cdot 2s\gamma_m c_m \frac{T_{пл}}{4} + 2k_2 \frac{\pi d_3^2}{4} x_2 \gamma_3 c_3 \frac{T_{пл}}{8},$$

где γ_m и γ_3 — плотность металла свариваемых деталей и электродов; c_m и c_3 — теплоемкость металла свариваемых деталей и электродов; k_1 — коэффициент, учитывающий неравномерность распределения температуры в кольце (см. рис. 4); k_2 — коэффициент, учитывающий влияние на теплоотвод формы рабочей части электродов; x_1, x_2 — параметры, характеризующие распределение температуры на некоторых участках в зоне сварки.

Математическая модель тепловых процессов. Суммарная тепловая энергия, выделяемая при работе агрегата, составляет около 75 кВт. Это тепло рассеивается в окружающем пространстве. Рассмотрим способ утилизации тепла, для этого закроем зону сварки специальным кожухом, схема движения воздуха в котором представлена на рис. 5. Снаружи кожух покрыт теплоизолирующим материалом.

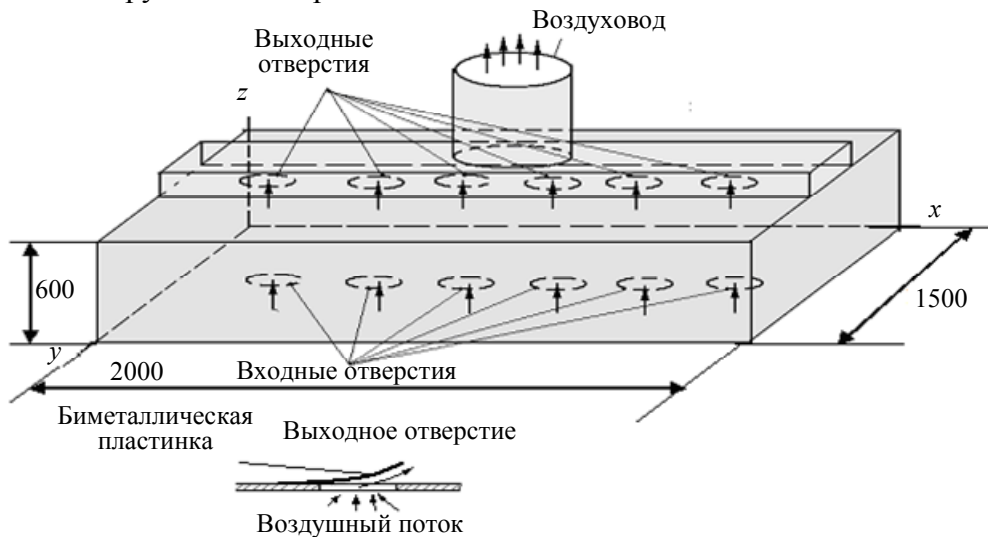


Рис. 5

Математическая модель тепловых полей внутри кожуха может быть описана следующими уравнениями:

$$\frac{dT(y, x, z, \tau)}{d\tau} = a \left[\frac{d^2 T(y, x, z, \tau)}{dx^2} + \frac{d^2 T(y, x, z, \tau)}{dy^2} + \frac{d^2 T(y, x, z, \tau)}{dz^2} \right] + \delta(x_i, y_i, z_i) q_i(\tau); \quad (5)$$

$$0 < y < Y, 0 < x < X, 0 < z < Z,$$

где $T(x, y, z, \tau)$ — температурное поле воздуха внутри кожуха; a — коэффициент температуропроводности воздуха; $\delta(x_i, y_i, z_i)$ — дельта-функция, указывающая координаты i -го источника теплоты; $q_i(\tau)$ — функция, отражающая мощность i -го источника теплоты.

При описании граничных условий примем, что температура воздуха во входных отверстиях остается постоянной. Тогда уравнение (5) примет следующий вид:

$$\frac{dT(y, x, z, \tau)}{dr} = 0. \quad (6)$$

С использованием математической модели (5), (6) была составлена дискретная модель тепловых процессов, протекающих в кожухе, и построен алгоритм расчета его температурных полей. По результатам расчетов построены графики изменения температуры воздуха внутри кожуха.

График зависимости температуры воздуха внутри кожуха от выделяемой мощности (P) представлен на рис. 6. Как видно из графика, с увеличением мощности P температура внутри кожуха возрастает по линейному закону.

График зависимости температуры воздуха внутри кожуха от времени при различных значениях P представлен на рис. 7.

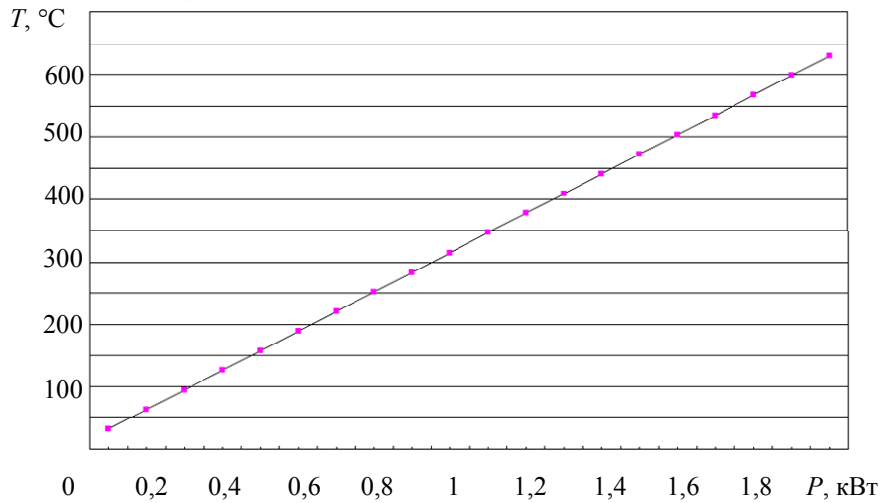


Рис. 6

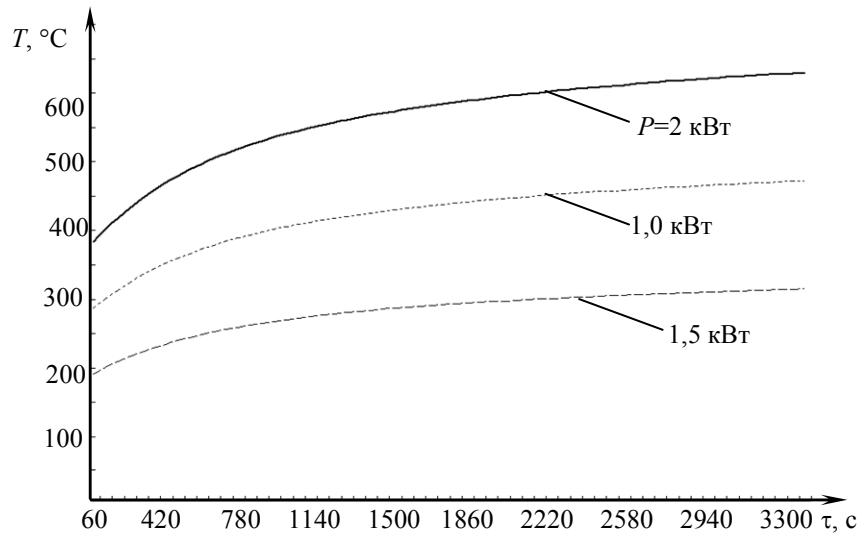


Рис. 7

Оценим количество энергии, которая аккумулируется внутри кожуха:

$$Q = c_v \nu \rho_v (T_1 - T_0),$$

где $c_v=1,005$ кДж/кг·°C — удельная теплоемкость воздуха; $\nu = 1,8$ м³ — объем кожуха; $\rho_v = 1,29$ кг/м³ — плотность воздуха; T_0, T_1 — температура воздуха внутри кожуха перед началом сварки и после ее окончания.

Рассчитаем количество теплоты, аккумулируемой при различных значениях выделяемой мощности на каждом электроде:

- 1) $P=1$ кВт, $T_1=315$ °C, $T_0=40$ °C, тогда $Q_{31}=1,005 \cdot 1,8 \cdot 1,29 \cdot (315-40)=641,7428$ кДж;
- 2) $P=1,5$ кВт, $T_1=470$ °C, $T_0=40$ °C, тогда $Q_{32}=1,005 \cdot 1,8 \cdot 1,29 \cdot (470-40)=1003,452$ кДж;
- 3) $P=2$ кВт, $T_1=630$ °C, $T_0=40$ °C, тогда $Q_{33}=1,005 \cdot 1,8 \cdot 1,29 \cdot (630-40)=1376,83$ кДж.

Как следует из расчетов, достаточно большое количество тепловой энергии может быть утилизировано и использовано для других производственных нужд.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 09-08-00857-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колосов В. И., Гореликов П. А., Мусин Р. А. Новые возможности контактной точечной сварки // Сварочное производство. 2001. № 10. С. 25—28.
2. Козловский С. Н. Основы теории и технологии контактной точечной сварки: Монография. Красноярск: СибГАУ, 2003. 235 с.
3. Колосов В. И. Формирование температурных полей при контактной сварке // Сварочное производство. 1994. № 6. С. 27—28.

Сведения об авторах

- Владимир Феохарович Антонов** — Пятигорский государственный технологический университет, кафедра информатики и информационных технологий; зав. кафедрой; E-mail: antonovpgtu@mail.ru
- Сергей Владимирович Быстров** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: sbystrov@mail.ru
- Валерий Владимирович Григорьев** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: grigvv@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики
СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

УДК 62-50

Д. С. БИРЮКОВ, А. В. УШАКОВ

ГРАМИАННЫЙ ПОДХОД К ОЦЕНКЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ЗАТРАТ НА УПРАВЛЕНИЕ В НЕПРЕРЫВНЫХ СИСТЕМАХ ПРИ СТАЦИОНАРНЫХ СТОХАСТИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

Рассматривается задача оценки энергетических затрат на управление при входном стохастическом воздействии типа „экспоненциально коррелированный шум“. Приведена интерпретация характеристик стохастических систем с позиций грамианной теории и получен алгоритм оценки затрат на управление с помощью дисперсии управления в относительных величинах.

Ключевые слова: стационарный в широком смысле стохастический процесс, грамиан затрат на управление, белый шум, окрашенный шум.

Введение. Постановка задачи. При синтезе систем управления зачастую является неочевидным механизм выбора типа желаемого характеристического полинома в задаче обеспечения заданного времени переходного процесса в замкнутой устойчивой системе при отсутствии других требований к качеству процессов. Вместе с тем до сих пор при синтезе систем управления недостаточное внимание уделяется контролю энергетических затрат на управление. Для решения указанных задач авторами настоящей статьи был разработан ряд

грамматических алгоритмов оценки затрат на управление для детерминированных входных воздействий.

В настоящей статье рассматривается задача оценки энергетических затрат на управление в условиях стационарных в широком смысле стохастических воздействий. При исследовании указанных проблем авторы опирались на базовые концепции, изложенные в работах [1, 2].

Отметим, что в настоящей статье принято обозначать оператор вычисления математического ожидания стохастической переменной (*) как $E(*)$.

Определение 1. Стационарным в широком смысле (стационарным второго порядка) будем называть такой комплекснозначный L^2 -процесс [1] $X = \{X(t), t \in T\}$, для которого T — некоторая группа элементов, а

$$EX(t) = a \text{ при } \forall t \in T, \quad (1)$$

$$R(s, t) = E\{[X(t) - EX(t)][X(s) - EX(s)]\} = R(t - s). \quad (2)$$

Определение 2. Стационарным в широком смысле стохастическим экзогенным воздействием типа „белый шум“ будем называть воздействие $g(t) = w(t)$, обладающее следующими свойствами:

$$E\{w(t)\} = 0, \quad (3)$$

отсчеты $w(t + \tau)$ при $\forall \tau$ некоррелированы, поэтому

$$E\{w(t + \tau)w^T(t)\} = N\delta(t, \tau) : \delta(t, \tau) = \begin{cases} \infty, \tau = 0; \\ 0, \tau \neq 0, \end{cases} \quad (4)$$

где N — интенсивность стохастического процесса.

Определение 3. Стационарным в широком смысле стохастическим экзогенным воздействием типа „окрашенный шум“ будем называть воздействие $g(t) = \xi(t)$, обладающее следующими свойствами:

$$E\{\xi(t)\} = 0, \quad (5)$$

$\exists \tau_k$: отсчеты $\xi(t + \tau)$ при $|\tau| \leq \tau_k$ коррелированы.

Определение 4. Скалярным произведением двух стационарных в широком смысле процессов $\varphi(t), \psi(t) : E\{\varphi(t)\} = 0, E\{\psi(t)\} = 0$ будем называть математическое ожидание их произведения:

$$(\varphi(t), \psi(t)) = E\{\varphi(t)\psi(t)\}. \quad (6)$$

Определение 5. Нормой стационарного в широком смысле процесса $\varphi(t) : E\{\varphi(t)\} = 0$ будем называть величину $\|\varphi(t)\|$, удовлетворяющую соотношению

$$\|\varphi(t)\|^2 = (\varphi(t), \varphi(t)) = E\{\varphi(t)\varphi(t)\}. \quad (7)$$

Определение 6. Если процесс $\varphi(t)$ векторный ($\dim \varphi(t) = v, \forall t$), то стохастическим грамианом, построенным на его компонентах $\varphi_k(t), k = \overline{1, v}$, будем называть матрицу математических ожиданий

$$W(\varphi) = E\{\varphi(t)\varphi^T(t)\}. \quad (8)$$

Примечание. Стохастический грамиан (8) в литературе, посвященной исследованию динамических процессов в системах при стохастических воздействиях, принято называть матрицей дисперсии [3] и обозначать как

$$W(\varphi) = D_\varphi. \quad (9)$$

Определение 7. Если процессы $\varphi(t)$ и $\psi(t)$ векторные ($\dim \varphi(t) = \dim \psi(t) = v, \forall t$), то обобщенным стохастическим грамианом [4], построенным на векторах $\varphi(t)$ и $\psi(t)$, будем называть матрицу

$$W(\varphi, \psi) = E \left\{ \varphi(t) \psi^T(t) \right\} = E \left\{ \varphi(t) \psi^T(t) \right\}^T. \quad (10)$$

Основной результат. Стохастический грамиан затрат на управление. Рассмотрим объект управления, математическая модель которого характеризуется следующими соотношениями:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); \quad (11)$$

$$y(t) = Cx(t), \quad (12)$$

где $x(t)$ — вектор состояния объекта; $u(t)$ — вектор входного воздействия; $y(t)$ — вектор выходной переменной; A — $n \times n$ -матрица состояния; B — $n \times r$ -матрица входа; C — $m \times n$ -матрица выхода.

Входной сигнал $\xi(t)$ объекта выделяется формирующим фильтром из белого шума:

$$\dot{z}(t) = \Gamma_\phi z(t) + G_\phi w(t); \quad (13)$$

$$\xi(t) = P_\phi z(t), \quad (14)$$

где $\Gamma_\phi, G_\phi, P_\phi$ — матрицы, аналогичные матрицам A, B, C соответственно.

Ошибка слежения за входным сигналом определяется как

$$\varepsilon(t) = \xi(t) - y(t). \quad (15)$$

Управление обеспечивает в синтезируемой системе требуемые показатели качества переходного процесса и единичное замыкание по входу (воспроизведение входного сигнала на выходе системы):

$$u(t) = -Kx(t) + K_g \xi(t), \quad (16)$$

где K — матрица обратных связей по состоянию системы, K_g — матрица прямых связей по входу системы.

Замкнутая система, таким образом, описывается уравнением

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + G\xi(t), \quad (17)$$

где F — матрица состояния замкнутой системы.

Объединим уравнения замкнутой системы и фильтра входного воздействия:

$$\dot{\hat{x}}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ \dot{z}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Fx(t) & GP_\phi z(t) \\ 0 \cdot x(t) & \Gamma_\phi z(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G_\phi \end{bmatrix} w(t); \quad (18)$$

$$\dot{\hat{x}}(t) = \tilde{F}\tilde{x}(t) + \tilde{G}w(t), \quad (19)$$

$$\tilde{F} = \begin{bmatrix} Fx(t) & GP_\phi z(t) \\ 0 \cdot x(t) & \Gamma_\phi z(t) \end{bmatrix}; \quad \tilde{G} = \begin{bmatrix} 0 \\ G_\phi \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Для оценки затрат на управление сформируем выражение для дисперсии D_U с использованием уравнения (16):

$$\begin{aligned} D_U &= E \left\{ u(t) u^T(t) \right\} = E \left\{ \left(K_g \xi(t) - Kx(t) \right) \left(\xi^T(t) K_g^T - x^T(t) K^T \right) \right\} = \\ &= E \left\{ K_g \xi(t) \xi^T(t) K_g^T - Kx(t) \xi^T(t) K_g^T - K_g \xi(t) x^T(t) K^T + Kx(t) x^T(t) K^T \right\} = \\ &= K_g P_\phi D_z P_\phi^T K_g^T - K D_{xz} P_\phi^T K_g^T - K_g P_\phi D_{zx} K^T + K D_x K^T. \end{aligned} \quad (21)$$

Частные дисперсии можно получить, воспользовавшись уравнением для дисперсии агрегированной переменной $\tilde{D}_x = E\{\tilde{x}(t)\tilde{x}^T(t)\}$:

$$\tilde{F}\tilde{D}_x + \tilde{D}_x\tilde{F}^T = -\tilde{G}N\tilde{G}^T, \quad (22)$$

здесь N — интенсивность белого шума на входе формирующего фильтра.

Раскроем уравнение (22):

$$\begin{bmatrix} F & GP_\phi \\ 0 & \Gamma_\phi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D_x & D_{xz} \\ D_{zx} & D_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_x & D_{xz} \\ D_{zx} & D_z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F^T & 0 \\ P_\phi^T G^T & \Gamma_\phi^T \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 \\ G_\phi \end{bmatrix} N \begin{bmatrix} 0 & G_\phi^T \end{bmatrix}; \quad (23)$$

$$FD_x + GP_\phi D_{zx} + D_x F^T + D_{xz} P_\phi^T G^T = 0; \quad (24)$$

$$FD_{xz} + GP_\phi D_z + D_{xz} \Gamma_\phi^T = 0, \quad (25)$$

$$\Gamma_\phi D_z + D_z \Gamma_\phi^T = -G_\phi N G_\phi^T. \quad (26)$$

Отметим также, что

$$D_{xz} = D_{zx}^T. \quad (27)$$

Решив систему уравнений (24)—(26) относительно частных дисперсий D_x (состояния системы), D_z (состояния фильтра) и $D_{xz} = D_{zx}^T$, получим значение дисперсии управления D_U , являющейся в данном случае стохастическим грамианом затрат на управление в силу определения 6. Таким образом, сформирован метод оценки затрат на управление. Изложим его в виде краткого алгоритма.

1. Сформировать векторно-матричное описание объекта управления в виде (11), (12) и формирующего фильтра в виде (13), (14).

2. Решить задачу обеспечения требуемых показателей качества и единичного замыкания системы по входу, получив замкнутую систему (17).

3. Решить систему уравнений (24)—(26) относительно частных дисперсий D_x , D_z и $D_{xz} = D_{zx}^T$.

4. Найти дисперсию управления (грамиан затрат на управление) из выражения (21).

5. Произвести процедуру сингулярного разложения дисперсии управления, получив минимальное и максимальное сингулярные числа μ_{\min} и μ_{\max} .

6. Модифицировать исходную структуру мод по принципу уменьшения угла локализации желаемых мод [5].

7. Повторить шаги 2—5 до достижения минимального значения максимального сингулярного числа μ_{\max} .

Пример. Для иллюстрации предложенной методики рассмотрим, как меняются затраты на управление при решении двух противоположных задач: минимизации дисперсии ошибки D_ε (что имеет место при задающем стохастическом воздействии) и минимизации дисперсии выходного сигнала D_y (что равносильно компенсации стохастической помехи на входе).

Рассмотрим систему второго порядка с передаточной функцией вида

$$\Phi(s) = \frac{v_2 \omega_0^2}{s^2 + v_1 \omega_0 s + v_2 \omega_0^2}. \quad (28)$$

Представление (28) параметризовано характеристической частотой ω_0 системы, а конкретная реализация коэффициентов v_1, v_2 позволяет задать желаемое распределение мод

(корней). Так, при $v_1 = \sqrt{2}$, $v_2 = 1$ функция $\Phi(s)$ будет обладать каноническим распределением мод (корней) Баттерворта, а при $v_1 = 2$, $v_2 = 1$ — биномиальным распределением мод (корней).

В качестве формирующего фильтра используется апериодическое звено первого порядка, формирующее из белого шума на выходе экспоненциально коррелированный шум. Передаточную функцию формирующего фильтра запишем в виде

$$\Phi_\phi(s) = \frac{\Omega_\phi}{s + \Omega_\phi}, \quad (29)$$

где Ω_ϕ — характеристическая частота фильтра.

Решение системы матричных уравнений (23)—(26) для конкретной матрицы дисперсий \tilde{D}_x позволяет записать следующее:

$$D_z = D_\xi = \frac{N\Omega_\phi}{2}; \quad (30)$$

$$D_{xz} = D_{zx} = \frac{N\Omega_\phi}{2} \begin{bmatrix} \frac{v_2\omega_0}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \\ \frac{v_2\omega_0^2\Omega_\phi}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

$$D_x = \frac{N\Omega_\phi}{2} \begin{bmatrix} \frac{v_2\omega_0^2 \left(1 + \frac{\Omega_\phi}{v_1\omega_0}\right)}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} & 0 \\ 0 & \frac{v_2^2 (v_1)^{-1} \omega_0^3 \Omega_\phi}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

При подстановке матриц дисперсий (30), (31) в уравнение (21) следует иметь в виду, что

$$P_\phi = [1]; K_g = [v_2\omega_0^2]; K = \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 & v_1\omega_0 \end{bmatrix},$$

тогда для D_U получим

$$D_U = \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 \end{bmatrix} \frac{N\Omega_\phi}{2} \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 \end{bmatrix} - 2 \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 & v_1\omega_0 \end{bmatrix} \frac{N\Omega_\phi}{2} \begin{bmatrix} \frac{v_2\omega_0^2}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \\ \frac{v_2\omega_0^2\Omega_\phi}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 & v_1\omega_0 \end{bmatrix} \frac{N\Omega_\phi}{2} \begin{bmatrix} \frac{v_2\omega_0^2 \left(1 + \frac{\Omega_\phi}{v_1\omega_0}\right)}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} & 0 \\ 0 & \frac{v_2^2 (v_1)^{-1} \omega_0^3 \Omega_\phi}{v_2\omega_0^2 + v_1\omega_0\Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_2\omega_0^2 \\ v_1\omega_0 \end{bmatrix}.$$

Введем в рассмотрение матрицы относительных дисперсий и относительную характеристическую частоту, определив их соотношениями

$$\bar{D}_{ij} = \frac{D_{ij}}{D_\xi}, \bar{\omega}_0 = \frac{\omega_0}{\Omega_\phi}.$$

Тогда становится справедливой зависимость

$$\bar{D}_{ij} = \bar{D}_{ij}(\bar{\omega}_0),$$

которая позволяет осуществить сравнение результатов синтеза не в абсолютных величинах, а в относительных. Тогда для дисперсий $D_y = CD_x C^T$, $D_\varepsilon = \tilde{C}_\varepsilon \tilde{D}_x \tilde{C}_\varepsilon^T$ и D_U становятся справедливыми соотношения

$$\bar{D}_y(\bar{\omega}_0) = \frac{v_2 \bar{\omega}_0^2 (1 + v_1 \bar{\omega}_0)^{-1}}{v_2 \bar{\omega}_0^2 + v_1 \bar{\omega}_0 + 1}, \quad \bar{D}_\varepsilon = \frac{(v_2 v_1^{-1} + v_1) \bar{\omega}_0 + 1}{v_2 \bar{\omega}_0^2 + v_1 \bar{\omega}_0 + 1}.$$

Если рассмотреть ситуации, при которых должны выполняться неравенства $\bar{D}_y \ll 1$ и $\bar{D}_\varepsilon \ll 1$, то для этих дисперсий справедливы будут следующие соотношения:

$$\bar{D}'_y(\bar{\omega}_0) = \lim_{\bar{\omega}_0 \rightarrow 0} \bar{D}_y(\bar{\omega}_0) = \frac{v_2}{v_1} \bar{\omega}_0,$$

$$\bar{D}'_\varepsilon(\bar{\omega}_0) = \lim_{\bar{\omega}_0 \rightarrow \infty} \bar{D}_\varepsilon(\bar{\omega}_0) = v_1^{-1} \left(1 + \frac{v_1^2}{v_2} \right) \frac{1}{\bar{\omega}_0} = \frac{v_2 + v_1^2}{v_1 v_2 \bar{\omega}_0}.$$

В свою очередь, матрица дисперсий управления $\bar{D}_U(\bar{\omega}_0)$ принимает вид

$$\bar{D}_U(\bar{\omega}_0) = \Omega_\phi^4 \frac{v_2^2 \bar{\omega}_0^4 (v_2 v_1^{-1} \bar{\omega}_0 + 1)}{v_2^2 \bar{\omega}_0^2 + v_1 \bar{\omega}_0 + 1}.$$

При решении задач минимизации дисперсии ошибки \bar{D}_ε и дисперсии выходного сигнала \bar{D}_y матрица $\bar{D}_U(\bar{\omega}_0)$ принимает следующий вид:

$$\bar{D}'_y(\bar{\omega}_0) \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{\omega}_0 \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{D}_U(\bar{\omega}_0) = \Omega_\phi^4 \bar{\omega}_0^4 v_2^2,$$

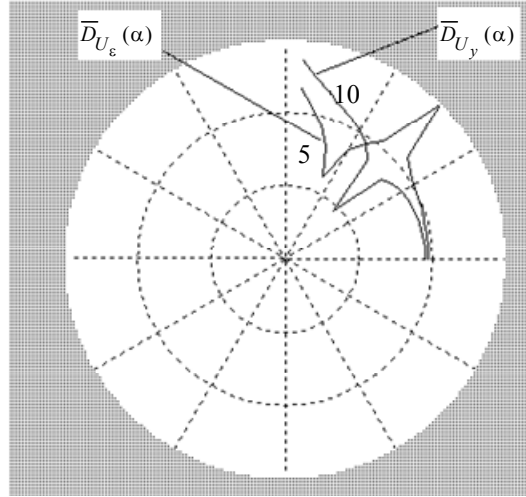
$$\bar{D}'_\varepsilon(\bar{\omega}_0) \rightarrow 0 \Rightarrow \bar{\omega}_0 \rightarrow \frac{v_2 + v_1^2}{v_1 v_2 \bar{D}'_\varepsilon(\bar{\omega}_0)} \Rightarrow \bar{D}_U(\bar{\omega}_0) = \Omega_\phi^4 \frac{(v_2 + v_1^2)^3}{v_1^2 (\bar{D}'_\varepsilon(\bar{\omega}_0))^3}.$$

В рассматриваемом примере конкретной реализацией объекта управления будет служить конструкция радиотелескопа, подверженная воздействию ветра. Для моделирования решаемой задачи выберем частоту формирующего фильтра, задающую стохастическую составляющую ветровой нагрузки на объект при скорости ветра 20 м/с: $\Omega_\phi = 1,3 \text{ с}^{-1}$.

Зададим дисперсии стохастического входного сигнала, выходного сигнала и ошибки: $D_\xi = 625 \text{ мм}^2$; $D_y = D_\varepsilon = 1 \text{ мм}^2$.

Введем в рассмотрение модифицированное распределение мод Баттерворта, моды которого находятся в левой полуплоскости в секторе с раскрытием 2α на лучах его образующих. Заметим, что при $\alpha = 45^\circ$ имеет место каноническое распределение мод Баттерворта, а при $\alpha = 0$ — биномиальное распределение мод. При изменении угла локализации желаемых корней для

решения задач минимизации дисперсии ошибки \bar{D}_ε и дисперсии выходного сигнала \bar{D}_y получены результаты, продемонстрированные на рисунке, где представлен график зависимости затрат на управление $\bar{D}_{U_\varepsilon}(\alpha)$ и $\bar{D}_{U_y}(\alpha)$ от угла локализации желаемых корней α в полярных координатах.



Для коэффициентов v_1 , v_2 и дисперсии затрат на управление в функции от угла локализации желаемых корней были получены следующие аналитические соотношения:

$$v_1(\alpha) = \frac{2 \cos \alpha}{\omega_0}, \quad v_2(\alpha) = \frac{\cos 2\alpha}{\omega_0^2};$$

$$D_U(\alpha) = [\cos 2\alpha] \frac{N\Omega_\phi}{2} [\cos 2\alpha] - 2 [\cos 2\alpha \quad 2 \cos \alpha] \frac{N\Omega_\phi}{2} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \frac{\cos 2\alpha}{\cos 2\alpha + 2 \cos \alpha \Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \\ \frac{\cos 2\alpha \Omega_\phi}{\cos 2\alpha + 2 \cos \alpha \Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \end{bmatrix} \cdot [\cos 2\alpha] + [\cos 2\alpha \quad 2 \cos \alpha] \frac{N\Omega_\phi}{2} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \frac{\cos 2\alpha \left(1 + \frac{\Omega_\phi}{2 \cos \alpha}\right)}{\cos 2\alpha + 2 \cos \alpha \Omega_\phi + \Omega_\phi^2} & 0 \\ 0 & \frac{\cos^2 2\alpha (2 \cos \alpha)^{-1} \Omega_\phi}{\cos 2\alpha + 2 \cos \alpha \Omega_\phi + \Omega_\phi^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos 2\alpha \\ 2 \cos \alpha \end{bmatrix}.$$

Заключение. Поставленная задача решена с помощью стохастического градиента затрат на управление, экстремальные элементы спектра сингулярных чисел которого позволяют получить оценки энергетических затрат на управление.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булинский А. В., Ширяев А. Н. Теория случайных процессов. М.: Физматлит, 2005.
2. Дэвис М. Линейное оценивание и стохастическое управление. М.: Наука, 1984.
3. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления. М.: Мир, 1977.

4. Астровский А. И. Обобщенная матрица Грама и ее применение к проблеме наблюдаемости линейных нестационарных систем // Математические заметки. 2001. Т. 69, вып. 2. С. 163—170.
5. Бирюков Д. С., Слита О. В., Ушаков А. В. Оценка затрат на управление в задаче обеспечения желаемой структуры мод и их робастности // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52, № 11. С. 38—43.

Сведения об авторах

- Дмитрий Сергеевич Бирюков** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: dbiryukov@list.ru
- Анатолий Владимирович Ушаков** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: ushakov-AVG@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

Т. И. АЛИЕВ, Л. А. МУРАВЬЕВА-ВИТКОВСКАЯ

ПРИОРИТЕТНЫЕ СТРАТЕГИИ УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ

Рассматриваются модели и методы исследования характеристик функционирования мультисервисных компьютерных сетей, в которых применяются приоритетные стратегии управления трафиком. Показано, что за счет изменения стратегий можно обеспечить выполнение требований к качеству обслуживания сетей.

Ключевые слова: мультисервисные компьютерные сети, приоритетные стратегии управления, качество обслуживания, неоднородный трафик, модель функционирования.

Введение. Мультисервисные компьютерные сети (КС) предназначены для передачи различных типов данных, образующих неоднородный трафик. Функционирование сетей подчинено требованиям, предъявляемым к качеству обработки и передачи данных каждого типа [1]. Одна из актуальных задач при построении мультисервисных КС — необходимость обоснованного выбора технических и программных средств, обеспечивающих заданное качество функционирования сетей при минимальных затратах. Для этого при разработке, модернизации и эксплуатации сетей необходимо располагать сведениями о влиянии различных способов их структурно-функциональной организации на такие характеристики функционирования КС, как время доставки пакетов и вероятность их потерь, загрузка узлов и каналов связи, производительность и т.п. Такие сведения могут быть получены лишь в том случае, если использовать системный подход и рассматривать технические и программные средства как единую систему. Методы анализа мультисервисных КС на основе вероятностного подхода к описанию протекающих в сетях процессов, ориентированные на применение сравнительно простых моделей их функционирования, являются весьма результативными, позволяя в компактной аналитической форме определить все важнейшие характеристики сети. Решение поставленных задач направлено на создание новых методов исследования мультисервисных КС, базирующихся на математическом аппарате теории вероятностей, случайных процессов и теории массового обслуживания.

Требования к характеристикам мультисервисных КС. В мультисервисных сетях осуществляется передача данных разных типов: видео- и аудиоданных, речи, компьютерных данных, к которым предъявляются различные требования по качеству обслуживания. Обслуживание данных заключается в обработке передаваемых пакетов в узлах сети и непосредственно в передаче пакетов по каналам связи. При этом задержка пакетов определяется как время прохождения пакетов между конечными узлами.

В рекомендациях [1] определены пять классов QoS и требования к характеристикам обслуживания пакетов каждого класса, выполнение которых гарантирует качественную передачу

соответствующего типа трафика. В качестве основных характеристик сети рассматриваются среднее время задержки пакета, вариация (джиттер) задержки и вероятности потерь пакетов и передачи ошибочных пакетов. Для классов 0 и 1 установлены следующие предельные (верхние) значения среднего времени (IPTD) u и вариации (IPDV) σ задержки пакета: $u_0^* = 100$ мс; $\sigma_0^* = 50$ мс; $u_1^* = 400$ мс; $\sigma_1^* = 50$ мс. Для классов 2, 3 и 4 установлены ограничения только на среднее время: $u_2^* = 100$ мс; $u_3^* = 400$ мс; $u_4^* = 1$ с, а ограничения на вариацию задержки отсутствуют. Допустимые вероятности потерь и передачи ошибочных пакетов для всех классов одинаковы и составляют соответственно $1 \cdot 10^{-3}$ и $1 \cdot 10^{-4}$.

Обеспечение требуемого качества функционирования мультисервисных сетей может быть достигнуто за счет применения приоритетных стратегий управления неоднородным трафиком.

Модели функционирования мультисервисных КС. В качестве моделей функционирования мультисервисных КС применяются сети массового обслуживания разных классов [2], представляющие собой совокупность взаимосвязанных систем массового обслуживания (СМО), рассматриваемых как базовые модели [3]. Неоднородностью нагрузки в мультисервисных сетях обуславливается необходимость использования в качестве базовых моделей СМО с неоднородным потоком заявок, обслуживание которых реализуется на основе приоритетных стратегий [4].

В качестве базовой модели мультисервисной КС будем использовать одноканальную СМО с накопителем неограниченной емкости и неоднородным потоком [5], в которую поступают H классов пакетов (заявок), образующие простейшие потоки с интенсивностями $\lambda_1, \dots, \lambda_H$. Длительность τ_{b_k} обслуживания заявок (обработки или передачи пакета) класса k распределена по произвольному закону с функцией распределения $B_k(\tau)$ и средним значением $b_k^{(1)}$. Заявки одного класса выбираются для обслуживания в порядке поступления. Обслуживание прерванной заявки продолжается с прерванного места.

Методы расчета характеристик мультисервисных КС. Математическое моделирование сетей предполагает применение аналитических и статистических (имитационных) методов. Выбор метода зависит от целей моделирования, сложности исследуемой системы и ее математической модели, требований к точности и общности результатов и т.д.

Применение аналитических методов моделирования обусловлено такими факторами, как возможность проведения всестороннего исследования свойств системы в широком диапазоне изменения параметров; малые затраты времени на получение результатов, что особенно важно на этапе предварительного проектирования, в процессе которого требуется получать оценки характеристик системы в сжатые сроки; возможность в приемлемые сроки рассмотреть несколько различных вариантов организации проектируемой системы в целях их сравнительного анализа.

Основное достоинство имитационных методов моделирования — возможность исследования систем любой сложности с любой степенью детализации.

Наиболее результативным на практике является комбинированный подход, использование которого позволяет разрабатывать одновременно одну или несколько аналитических и имитационных моделей. При этом имитационные модели применяются как для оценки погрешностей приближенных аналитических моделей, так и для детального анализа оптимальной сети, синтезированной на основе приближенных аналитических моделей.

Для рассматриваемой базовой модели были получены математические зависимости для расчета характеристик качества обслуживания в мультисервисной КС.

Выбор заявок из очереди на обслуживание осуществляется в соответствии с приоритетной стратегией управления трафиком, основанной на смешанных приоритетах (СП), задаваемых в виде матрицы приоритетов $Q = [q_{ij}, i, j = 1, \dots, H]$, элемент q_{ij} которой определяет приоритет заявок класса i по отношению к заявкам класса j и может принимать следующие значения: 0 — нет приоритета, 1 — приоритет относительный, 2 — приоритет абсолютный [3].

Среднее значение $u_k^{(1)}$ и вариация σ_{u_k} задержки заявок (пакетов) класса $k = 1, \dots, H$ определяются по формулам [3]

$$u_k^{(1)} = w_k^{(1)} + v_k^{(1)}; \quad \sigma_{u_k} = \sqrt{w_k^{(2)} + v_k^{(2)} - (w_k^{(1)} + v_k^{(1)})^2}, \quad (1)$$

где $w_k^{(1)}$, $w_k^{(2)}$ и $v_k^{(1)}$, $v_k^{(2)}$ — средние значения и вторые начальные моменты времени ожидания начала обслуживания и времени нахождения заявки класса k на обработке соответственно; время обработки включает в себя время обслуживания заявки в приборе и время ожидания в прерванном состоянии.

Выражения для $w_k^{(1)}$, $w_k^{(2)}$ и $v_k^{(1)}$, $v_k^{(2)}$ определяются на основе преобразований Лапласа соответствующих плотностей распределений, полученных в работе [3], и имеют следующий вид:

$$w_k^{(1)} = \frac{\sum_{i=1}^H r_6(i, k) \lambda_i b_i^{(2)}}{2(1 - R_k^{(4)})(1 - R_k^{(5)})}; \quad v_k^{(1)} = \frac{b_k^{(1)}}{(1 - R_k^{(3)})}; \quad (2)$$

$$w_k^{(2)} = \frac{\sum_{i=1}^H r_6(i, k) \lambda_i b_i^{(3)}}{3(1 - R_k^{(4)})^2 (1 - R_k^{(5)})} + \frac{\sum_{i=1}^H r_5(i, k) \lambda_i b_i^{(2)} \sum_{i=1}^H r_6(i, k) \lambda_i b_i^{(2)}}{2(1 - R_k^{(4)})^2 (1 - R_k^{(5)})^2} +$$

$$+ \frac{\sum_{i=1}^H r_4(i, k) \lambda_i b_i^{(2)} \sum_{i=1}^H r_6(i, k) \lambda_i b_i^{(2)}}{2(1 - R_k^{(4)})^3 (1 - R_k^{(5)})}; \quad (3)$$

$$v_k^{(2)} = \frac{b_k^{(2)}}{(1 - R_k^{(3)})^2} + \frac{b_k \sum_{i=1}^H r_3(i, k) \lambda_i b_i^{(2)}}{(1 - R_k^{(3)})^3}, \quad (4)$$

где $b_i^{(2)}$ и $b_i^{(3)}$ — начальные моменты длительности обслуживания заявок класса i :

$$b_i^{(l)} = \int_0^{\infty} \tau^l dB_i(\tau), \quad i, k = 1, \dots, H; \quad l = 1, 2, \dots$$

В выражениях (1)–(4) использованы следующие обозначения: $r_g(i, k)$ — коэффициенты, принимающие значения 0 и 1 в зависимости от значений элементов q_{ik} матрицы приоритетов и позволяющие выделить заявки классов i и k , между которыми установлен тот или иной вид приоритета (относительный приоритет — ОП, абсолютный приоритет — АП, без приоритета — БП или любое их сочетание): $r_1(i, k) = 0, 5(1 - q_{ik} - q_{ki})(2 - q_{ik} - q_{ki})$; $r_2(i, k) = q_{ik}(2 - q_{ik})$; $r_3(i, k) =$

$$= 0,5q_{ik}(q_{ik} - 1); \quad r_4(i, k) = r_2(i, k) + r_3(i, k); \quad r_5(i, k) = r_1(i, k) + r_2(i, k) + r_3(i, k); \quad r_6(i, k) = r_1(i, k) + r_2(i, k) + r_2(k, i) + r_3(i, k);$$

$$\Lambda_k^{(g)} = \sum_{i=1}^H r_g(i, k)\lambda_i, \quad R_k^{(g)} = \sum_{i=1}^H r_g(i, k)\rho_i \quad \text{— частичные суммарные}$$

интенсивности потоков заявок и суммарные загрузки соответственно, где $\rho_i = \lambda_i b_i^{(1)}$ — загрузка, создаваемая заявками i -го класса, $i, k = 1, \dots, H; g = 1, \dots, 6$.

Выражения (1)—(4) позволяют рассчитать среднее значение и вариацию задержки пакетов при передаче в канале связи или в узле сети.

В таблице приведены средние значения $u_k^{(1)}$ и вариации σ_k задержек пакетов при детерминированном обслуживании и использовании трех стратегий управления трафиком: 1) беспriorитетной; 2) с относительными приоритетами, назначенными в последовательности $0 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \rightarrow 3 \rightarrow 4$ (класс 0 имеет наивысший приоритет, а класс 4 — низший); 3) со смешанными приоритетами, где в отличие от предыдущей стратегии отсутствует приоритет между классами 0, 1 и 2: $(0, 1, 2) \rightarrow (3 \rightarrow 4)$.

Класс	$\lambda_k, \text{с}^{-1}$	$b_k^{(1)}, \text{мс}$	$b_k^{(2)}, \text{мс}^2$	Стратегия управления			$u_k^* / \sigma_k^*, \text{мс}$
				$u_k^{(1)\text{БП}} / \sigma_k^{\text{БП}}$	$u_k^{(1)\text{ОП}} / \sigma_k^{\text{ОП}}$	$u_k^{(1)\text{СП}} / \sigma_k^{\text{СП}}$	
0	5	25	625	185/181	55/25	74/45	100/50
1	3	75	5625	235/ 181	139/ 66	124/45	400/50
2	4	30	900	190/181	69/33	79/45	100/—
3	4	75	5625	235/181	285/267	285/267	400/—
4	1	70	4900	230/181	763/1105	763/1105	1000/—

Как следует из таблицы, только стратегия, использующая смешанные приоритеты, обеспечивает выполнение заданных ограничений u_k^* и σ_k^* , $k = 0, 4$, для всех классов неоднородного трафика.

Для оценки вероятности потери пакетов из-за переполнения буферной памяти в узлах сети можно воспользоваться зависимостью, связывающей производящую функцию $M_k^*(z)$ числа заявок класса k в системе с преобразованием Лапласа $U_k^*(s)$ функции распределения $U_k(\tau)$ времени пребывания заявок в системе [3]:

$$M_k^*(z) = U_k^*(\lambda_k - \lambda_k z), \quad k = 1, \dots, H. \quad (5)$$

Продифференцировав выражение (5) по z в точке $z = 1$, получим зависимости, связывающие соответствующие начальные моменты числа заявок и времени их пребывания в системе. В частности, для двух первых моментов

$$m_k^{(1)} = \lambda_k u_k^{(1)}; \quad m_k^{(2)} = \lambda_k^2 u_k^{(2)} + m_k^{(1)}, \quad k = 1, \dots, H. \quad (6)$$

Для заданного значения емкости E_k буферной памяти, отводимой для пакетов класса k , используя неравенство Чебышева, можно получить оценку вероятности потери ε_k как вероятность превышения числа пакетов (X_k) класса k над значением E_k в узле сети:

$$\varepsilon_k = P(X_k > E_k) < \frac{\lambda_k (\lambda_k \sigma_k^2 + u_k^{(1)})}{(E_k - \lambda_k u_k^{(1)})^2}.$$

Таким образом, выполнение заданных требований к качеству обслуживания в мультисервисной компьютерной сети может быть обеспечено за счет применения стратегий

управления трафиком с динамически изменяющимися приоритетами в зависимости от разных факторов, в частности от времени нахождения пакетов в узле сети. В работе [6] получены рекуррентные формулы для расчета среднего значения времени задержки пакетов разных классов и показано, что введение динамических приоритетов позволяет уменьшить разброс средних значений времени по сравнению со статическими приоритетами. Кроме того, при использовании динамических приоритетов переход от одной дисциплины обслуживания со смешанными приоритетами к другой обеспечивает плавное (непрерывное) изменение характеристик пакетов разных классов, тогда как в классе дисциплин обслуживания со статическими приоритетами это изменение происходит скачкообразно.

Заключение. Рассмотренная стратегия управления трафиком на основе смешанных приоритетов позволяет обеспечить требуемые характеристики обслуживания неоднородного трафика в мультисервисных КС за счет эффективного распределения приоритетов между потоками данных разных типов. Разработанные методы расчета позволяют оценить средние значения и вариацию задержки приоритетных потоков пакетов. Моделирование мультисервисных КС с использованием сетевых моделей с большим количеством узлов и структурно-функциональных параметров делает задачу аналитического исследования малоэффективной из-за громоздкости математических выкладок и невозможности получить точные аналитические результаты в явном виде. В этом случае предпочтительным становится использование имитационных методов моделирования, что позволяет получать результаты с высокой точностью и степенью достоверности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ITU-T Recommendation Y.1541 (02/2006) – Network performance objectives for IP-based services // Int'l Telecommunication Union. 2006. Febr.
2. Алиев Т. И., Никульский И. Е., Пяттаев В. О. Моделирование ядра мультисервисной сети с относительной приоритезацией неоднородного трафика // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2009. Вып. 04(62). С. 88—96.
3. Алиев Т. И. Характеристики дисциплин обслуживания заявок с несколькими классами приоритетов // Изв. АН СССР. Сер. Техн. кибернетика. 1987. № 6. С. 188—191.
4. Алиев Т. И., Новиков Г. И. Метрическая теория и мониторинг компьютерных систем: состояние и проблемы // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43, № 3. С. 40—44.
5. Алиев Т. И. Основы моделирования дискретных систем: Учеб. пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2009. 363 с.
6. Алиев Т. И., Муравьева Л. А. Система с динамически изменяющимися смешанными приоритетами и ненадежным прибором // Автоматика и телемеханика. 1988. № 7. С. 99—106.

Сведения об авторах

Тауфик Измайлович Алиев

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: aliev@d1.ifmo.ru

Людмила Александровна Муравьева-Витковская

— канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: mur-lada@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

И. Д. ЗАХАРОВ, А. А. ОЖИГАНОВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОРОЖДАЮЩИХ ПОЛИНОМОВ M -ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ КОДОВЫХ ШКАЛ

Рассмотрен метод построения порождающих полиномов M -последовательностей с одинаковым периодом на основе одного заданного полинома. В основу метода положено использование свойств децимации M -последовательности и алгоритма Берлекемпа — Мэсси. Предложенный метод пояснен примером.

Ключевые слова: порождающий полином, M -последовательность, децимация, псевдослучайная кодовая шкала.

Введение. Среди приборов, используемых в устройствах вычислительной техники и систем управления, особое место занимают преобразователи угловых и линейных перемещений (ПП), построенные по методу параллельного считывания. Основным элементом таких преобразователей является кодовая шкала (КШ). Классический подход к построению ПП базируется на использовании КШ с числом информационных кодовых дорожек, равным, как правило, разрядности преобразователей.

В работах [1—3] предложен новый тип более простых в реализации односторонних псевдослучайных кодовых шкал (ПСКШ). Для формирования структуры информационной кодовой дорожки таких шкал используются псевдослучайные двоичные последовательности максимального периода (M -последовательности), причем для построения n -разрядной ПСКШ могут быть использованы различные M -последовательности с одинаковым периодом. Таким образом, n -разрядная ПСКШ может иметь множество реализаций. В свою очередь, в основу построения M -последовательностей положены порождающие полиномы, в качестве которых выступают примитивные полиномы с коэффициентами поля Галуа $GF(2)$. Число таких полиномов зависит от их степени и вычисляется на основе функции Эйлера.

В настоящее время при разработке преобразователей перемещения на основе ПСКШ применяются системы автоматизированного проектирования (САПР ПСКШ) [4], что позволяет с использованием эффективного алгоритма вычислять необходимые порождающие полиномы во избежание сохранения в памяти ЭВМ всей базы данных о полиномах.

В настоящей работе приводятся необходимые для понимания сути статьи базовые положения теории M -последовательностей, основные сведения о принципах построения ПСКШ для преобразователей перемещений, а также рассматривается метод синтеза порождающих полиномов M -последовательностей с заданным периодом, предназначенный для использования в САПР ПСКШ.

Теоретические основы построения псевдослучайных кодовых шкал. ПСКШ имеют всего одну информационную кодовую дорожку, выполненную в соответствии с символами $\{a_j\}=a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ M -последовательности, и n считывающих элементов (СЭ), размещенных вдоль дорожки. Наличие считывающих элементов позволяет получить при полном перемещении шкалы $M=2^n-1$ различных n -разрядных кодовых комбинаций.

Для генерации M -последовательности с периодом $M=2^n-1$ используется примитивный полином $h(x)$ степени n с коэффициентами $GF(2)$, т. е.

$$h(x) = \sum_{i=0}^n h_i x^i, \quad (1)$$

где $h_0=h_n=1$, а $h_i \in \{0,1\}$ при $0 < i < n$.

Примитивные полиномы существуют для всех $n > 1$. В табл. 1 приведены полиномы $h(x)$ для $n = 1 \dots 16$, которые имеют минимальное число ненулевых коэффициентов h_i и могут быть использованы для генерации соответствующих M -последовательностей [5].

Таблица 1

n	$h(x)$	$M=2^n-1$	n	$h(x)$	$M=2^n-1$
1	$x+1$	1	9	x^9+x^4+1	511
2	x^2+x+1	3	10	$x^{10}+x^3+1$	1023
3	x^3+x+1	7	11	$x^{11}+x^2+1$	2047
4	x^4+x+1	15	12	$x^{12}+x^6+x^4+x+1$	4095
5	x^5+x^2+1	31	13	$x^{13}+x^4+x^3+x+1$	8191
6	x^6+x+1	63	14	$x^{14}+x^{10}+x^6+x+1$	16383
7	x^7+x^3+1	127	15	$x^{15}+x+1$	32787
8	$x^8+x^4+x^3+x^2+1$	255	16	$x^{16}+x^{12}+x^3+x+1$	65535

Известно [6], что для конкретного значения n существует точно

$$N = \frac{\Phi(M = 2^n - 1)}{n} \quad (2)$$

различных полиномов $h(x)$, являющихся примитивными. Функция $\Phi(M)$, называемая функцией Эйлера, представляет собой количество положительных целых чисел, меньших или равных M и взаимно простых с M . Так как функция $\Phi(M)$ с увеличением n очень быстро растет, то число полиномов степени n , порождающих последовательности с максимальным периодом, с ростом n также быстро увеличивается. В табл. 2 приведены расчетные значения N для $n = 2 \dots 16$.

Таблица 2

n	N	n	N
2	1	10	60
3	2	11	176
4	2	12	144
5	6	13	630
6	6	14	756
7	18	15	1800
8	16	16	2048
9	48		

Так, для $n=10$ число примитивных полиномов равно 60, а для $n=16$ — уже 2048. Следовательно, на основе порождающих полиномов 10-й степени можно получить 60 различных M -последовательностей, а при использовании порождающих полиномов 16-й степени — 2048.

Символы a_{n+j} M -последовательности удовлетворяют рекуррентному выражению

$$a_{n+j} = \bigoplus_{i=0}^{n-1} a_{i+j} h_i, j = 0, 1, \dots, \quad (3)$$

где знак \bigoplus — суммирование по модулю два, а индексы при символах M -последовательности берутся по модулю M ; начальные значения символов a_0, a_1, \dots, a_{n-1} M -последовательности могут выбираться произвольно, за исключением нулевой комбинации.

Известно, что M -последовательности относятся к классу циклических кодов и могут задаваться с помощью полинома $g(x) = (x^M + 1)/h(x)$. Для каждой M -последовательности с периодом M существует ровно M различных циклических сдвигов, которые могут быть получены путем умножения полинома $g(x)$ на x^j , где $j = 0, 1, \dots, M - 1$.

Поскольку ПСКШ строятся в соответствии с символами M -последовательности, можно путем циклических сдвигов определить порядок размещения на шкале n считывающих элементов, т.е. m -му СЭ, $m = 1, 2, \dots, n$, ставится в соответствие j_m -й циклический сдвиг $x^{j_m} g(x)$ M -последовательности.

Тогда полином, определяющий порядок размещения n СЭ на шкале, имеет вид

$$r(x) = \sum_{m=1}^n x^{j_m}, \quad j_m \in \{0, 1, \dots, M-1\}. \quad (4)$$

Приняв $j_1 = 0$, согласно полиному (4) получим положения 2-го, 3-го, ..., n -го СЭ, смещенные относительно 1-го СЭ на j_2, j_3, \dots, j_n позиций соответственно.

Размещение считывающих элементов в соответствии с полиномом (4) должно обеспечивать получение при полном перемещении шкалы M различных n -разрядных кодовых комбинаций. В общем виде задача размещения СЭ на ПСКШ решена в работе [7].

Метод синтеза порождающих полиномов M -последовательностей. В основу метода положено использование свойств децимации M -последовательности и алгоритма Берлекемпа — Мэсси.

Согласно работе [8] децимацией M -последовательности $\{a_j\}$ по индексу q_s , $s = 2, \overline{2^n - 2}$, называется выборка q_s -х элементов данной M -последовательности. Если период $M = 2^n - 1$ исходной M -последовательности и индекс децимации q_s взаимно просты, т.е. $\text{НОД}(M, q_s) = 1$, децимация называется собственной или нормальной. В дальнейшем под децимацией будем подразумевать только собственную (или нормальную) децимацию, в результате которой получается M -последовательность с тем же периодом, что и исходная M -последовательность. Децимацию $\{a_j\}$ по индексу q_s обозначим как $\{a_j\}^{q_s}$, а полученную в результате децимации M -последовательность — как $\{b_j\}$. Таким образом, можно записать

$$\{b_j\} = \{a_j\}^{q_s}. \quad (5)$$

Алгоритм генерации примитивных полиномов заданной степени в общих чертах рассмотрен в работе [9]. Однако данный алгоритм оставляет открытым вопрос о нахождении всего множества порождающих полиномов M -последовательностей с заданным периодом и не оптимизирован для использования в САПР ПСКШ.

Рассмотрим метод синтеза порождающих полиномов M -последовательностей, свободный от указанного недостатка. Реализация метода предусматривает выполнение следующих шагов.

1. Из табл. 1 выбирается примитивный полином вида (1) определенной степени n .
2. На основе полинома (1) строится рекуррентное выражение (3).
3. Посредством рекуррентного выражения (3) генерируются символы $\{a_j\}$ M -последовательности с периодом $M = 2^n - 1$.
4. В соответствии с выражением (2) определяется число примитивных полиномов $h(x)$ степени n .
5. Осуществляется поиск значений индексов децимации q_l , $l = \overline{1, N-1}$, $\{q_l\} \subset \{q_s\}$, позволяющих сформировать все нормальные децимации M -последовательности $\{a_j\}$, на основе которых могут быть получены $N-1$ различных M -последовательностей $\{b_j\}$ с периодом M .

6. Производится нормальная децимация M -последовательности $\{a_j\}$ по индексу q_l . Результатом такой децимации является M_l -последовательность (5) с периодом M .

7. Далее, с использованием алгоритма Берлекемпа — Мэсси и предварительной выборки $2n$ символов из полученной M_l -последовательности определяется полином $h_l(x)$, который также будет примитивным.

8. Шаги 6 и 7 повторяются для всех нормальных децимаций, найденных на шаге 5.

Результатом применения метода являются $N-1$ порождающих полиномов степени n .

Эффективность разработанного метода в основном определяется результатом выполнения шага 5. Для оптимизации поиска значений индексов децимации рассмотрим алгоритм, в котором: $\{q_s\}$ — множество всех значений индексов децимации; $\{q_k\} \subset \{q_s\}$ — множество нечетных значений индексов децимации; $REG[n]$ — n -разрядный двоичный циклический регистр сдвига; REG_z , $z=0, \dots, n-1$, — значение z -го разряда регистра; $SHIFT[p]$ — p -разрядный двоичный счетчик числа сдвигов, где $p=\lceil \lg n \rceil$; C_k — флаг децимации с индексом q_k , причем

$$C_k = \begin{cases} 0, & \text{если децимация с индексом } q_k \text{ не позволяет} \\ & \text{получить необходимую } M\text{-последовательность;} \\ 1, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Алгоритм содержит следующие шаги:

1. $q_k := 1$; $C_k := 1$, $k = 2e + 1$, $e = 1, 2^{n-1} - 1$.
2. $q_k := q_k + 2$.
3. Если $q_k \geq 2^n - 1$, переход к шагу 13.
4. Если $C_k = 0$, переход к шагу 2.
5. Запись q_k в $REG[n]$; обнуление счетчика $SHIFT[p]$.
6. Если $SHIFT[p] \geq n-1$, переход к шагу 10.
7. Циклический сдвиг регистра $REG[n]$ на один разряд влево. $SHIFT[p] := SHIFT[p] + 1$.
8. Если $REG_0 = 1$, $k := REG[n]$, $C_k := 0$.
9. Возврат к шагу 6.
10. Если $\text{НОД}(q_k, 2^n - 1) = 1$, переход к шагу 12.
11. $C_k := 0$, переход к шагу 2.
12. Сохранение полученного значения q_k в массив результатов. Переход к шагу 2.
13. Вывод массива результатов.

Таким образом, используя рассмотренный алгоритм, можно найти все значения индексов, позволяющие сформировать нормальные децимации M -последовательности $\{a_j\}^{q_l}$, $l = \overline{1, N-1}$, на основе которых могут быть получены $N-1$ различных M -последовательностей $\{b_j\}$ с периодом M .

Пример. Рассмотрим метод синтеза порождающих полиномов M -последовательности на примере, ограничившись получением всех полиномов 5-й степени.

1. Из табл. 1 выбирается примитивный полином $h(x) = x^5 + x^2 + 1$.
2. На основе выбранного полинома строится рекуррентное выражение $a_{5+j} = a_{2+j} \oplus a_j$.
3. Посредством полученного рекуррентного выражения генерируются символы $\{a_j\} = (0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1)$ M -последовательности с периодом $M = 2^5 - 1 = 31$.

4. В соответствии с выражением (2) вычисляется количество примитивных полиномов $h(x)$ степени 5, т.е.

$$N = \frac{\Phi(M = 2^n - 1)}{n} = \frac{\Phi(M = 2^5 - 1)}{5} = \frac{\Phi(31)}{5} = \frac{30}{5} = 6.$$

5. Осуществляется поиск значений индексов децимации q_l , позволяющих сформировать нормальные децимации M -последовательности $\{a_j\}^{q_l}, l = \overline{1, 5}$. В соответствии с приведенным выше алгоритмом используются только нечетные значения индекса $q_k \in \overline{3, 2^5 - 1}$. Каждое значение q_k заносится в регистр REG[5] и вычисляются все возможные значения, получаемые при его циклическом сдвиге влево. Например, при занесении в REG[5] значения $q_1=3$ получается следующий результат:

$$\begin{aligned} \text{REG}[5] \leftarrow 3 &\Rightarrow \text{REG}[5]: 00011; \\ \text{сдвиг 1:} &\text{REG}[5]: 00110 \quad (6); \\ \text{сдвиг 2:} &\text{REG}[5]: 01100 \quad (12); \\ \text{сдвиг 3:} &\text{REG}[5]: 11000 \quad (24); \\ \text{сдвиг 4:} &\text{REG}[5]: 10001 \quad (17). \end{aligned}$$

С учетом того [8], что $\{a_j\}^{2^d q_s} = \{a_j\}^{(2^d q_s) \bmod M}$, полученные значения индексов децимации $q_1(0)=3, q_1(1)=6, q_1(2)=12, q_1(3)=24$ и $q_1(4)=17$ (где значение (*) определяет число сдвигов содержимого регистра) позволяют сформировать одинаковые (с точностью до циклического сдвига) M -последовательности. Следовательно, для синтеза необходимой M -последовательности достаточно использовать один из пяти индексов децимации, например $q_1(0)=3$.

Аналогичным образом вычисляем:

$$\begin{aligned} q_2(0) = 5 &\Rightarrow q_2(1) = 10, q_2(2) = 20, q_2(3) = 9, q_2(4) = 18; \\ q_3(0) = 7 &\Rightarrow q_3(1) = 14, q_3(2) = 28, q_3(3) = 25, q_3(4) = 19; \\ q_4(0) = 11 &\Rightarrow q_4(1) = 22, q_4(2) = 21, q_4(3) = 13, q_4(4) = 26; \\ q_5(0) = 15 &\Rightarrow q_5(1) = 30, q_5(2) = 29, q_5(3) = 27, q_5(4) = 23. \end{aligned}$$

Далее осуществляется проверка, являются ли полученные децимации $q_l, l = \overline{1, 5}$, нормальными. Для этого определяется наибольший общий делитель значения каждого из полученных индексов q_l и периода M M -последовательности, т.е.

$$\text{НОД}(3, 31)=1; \text{НОД}(5, 31)=1; \text{НОД}(7, 31)=1; \text{НОД}(11, 31)=1; \text{НОД}(15, 31)=1.$$

Данный результат свидетельствует о нахождении пяти индексов децимации, использование которых дает возможность получения пяти различных M -последовательностей.

6. Производятся нормальные децимации полученной на шаге 3 M -последовательности $\{a_j\}$ по индексам $q_l, l = \overline{1, 5}$. Например, первые $2n=10$ символов M_1 -последовательности, полученные в результате децимации по индексу 3, равны $\{a_j\}_{10}^3 = (0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0)$.

7. Далее, составляется система линейных алгебраических уравнений, решаемая с использованием алгоритма Берлекемпа — Мэсси, т.е.

$$\left. \begin{aligned} a_5 &= a_4h_4 \oplus a_3h_3 \oplus a_2h_2 \oplus a_1h_1 \oplus a_0h_0; \\ a_6 &= a_5h_4 \oplus a_4h_3 \oplus a_3h_2 \oplus a_2h_1 \oplus a_1h_0; \\ a_7 &= a_6h_4 \oplus a_5h_3 \oplus a_4h_2 \oplus a_3h_1 \oplus a_2h_0; \\ a_8 &= a_7h_4 \oplus a_6h_3 \oplus a_5h_2 \oplus a_4h_1 \oplus a_3h_0; \\ a_9 &= a_8h_4 \oplus a_7h_3 \oplus a_6h_2 \oplus a_5h_1 \oplus a_4h_0 \end{aligned} \right\} \begin{cases} 1 = 1 \cdot h_4 \oplus 0 \cdot h_3 \oplus 0 \cdot h_2 \oplus 0 \cdot h_1 \oplus 0 \cdot h_0; \\ 0 = 1 \cdot h_4 \oplus 1 \cdot h_3 \oplus 0 \cdot h_2 \oplus 0 \cdot h_1 \oplus 0 \cdot h_0; \\ 0 = 0 \cdot h_4 \oplus 1 \cdot h_3 \oplus 1 \cdot h_2 \oplus 0 \cdot h_1 \oplus 0 \cdot h_0; \\ 1 = 0 \cdot h_4 \oplus 0 \cdot h_3 \oplus 1 \cdot h_2 \oplus 1 \cdot h_1 \oplus 0 \cdot h_0; \\ 0 = 1 \cdot h_4 \oplus 0 \cdot h_3 \oplus 0 \cdot h_2 \oplus 1 \cdot h_1 \oplus 1 \cdot h_0. \end{cases}$$

В результате получаем значения $h_0 = 1; h_1 = 0; h_2 = 1; h_3 = 1; h_4 = 1; h_5 = 1$, по которым находим искомый порождающий полином

$$h_1(x) = h_5x^5 + h_4x^4 + h_3x^3 + h_2x^2 + h_1x^1 + h_0 = 1 \cdot x^5 + 1 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 0 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0 = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1.$$

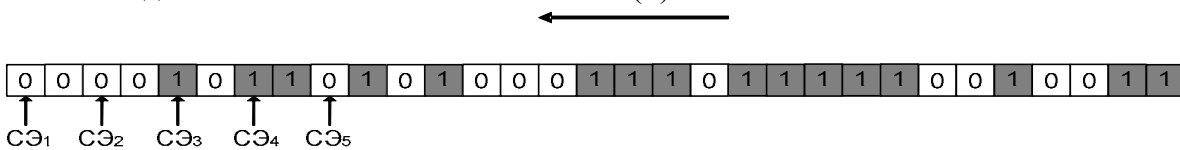
8. Шаги 6 и 7 повторяются для остальных нормальных децимаций, найденных на шаге 5; в результате получаем еще четыре порождающих полинома 5-й степени.

Все порождающие полиномы 5-й степени, соответствующие М-последовательности и значения индексов децимации приведены в табл. 3.

Таблица 3

Индекс децимации q	Порождающий полином $h(x)$	М-последовательность
0	$h(x) = x^5 + x^2 + 1$	0000100101100111110001101110101
3	$h_1(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$	00001100100111111011100010101101
5	$h_2(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$	00001110011011111101000100101011
7	$h_3(x) = x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$	0000101101010001110111110010011
11	$h_4(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$	0000110101001000101111101100111
15	$h_5(x) = x^5 + x^3 + 1$	0000101011101100011111001101001

Отметим, что любая из приведенных в табл. 3 М-последовательностей пригодна для построения 5-разрядной ПСКШ. Например, линейная развертка круговой ПСКШ, выполненной с использованием М-последовательности, полученной на основе порождающего полинома $h_3(x) = x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$, приведена на рисунке. Размещение на шкале пяти считывающих элементов задано в соответствии с полиномом $r(x) = 1 + x^2 + x^4 + x^6 + x^8$.



Последовательно с использованием считывающих элементов фиксируя кодовую комбинацию при перемещении шкалы на один квант, например справа налево, получаем 31 различную 5-разрядную кодовую комбинацию. Эти кодовые комбинации, соответствующие 31 различному угловому положению ПСКШ, приведены в табл. 4.

Таблица 4

Номер сдвига ПСКШ	Кодовая комбинация		Номер сдвига ПСКШ	Кодовая комбинация	
	Двоичный псевдослучайный код	Десятичный эквивалент		Двоичный псевдослучайный код	Десятичный эквивалент
0	00110	6	16	10110	22
1	00011	3	17	11110	30
2	01100	12	18	01101	13
3	00111	7	19	11100	28
4	11000	24	20	11010	26
5	01110	14	21	11001	25
6	10000	16	22	10101	21

Продолжение табл. 4

Номер сдвига ПСКШ	Кодовая комбинация		Номер сдвига ПСКШ	Кодовая комбинация	
	Двоичный псевдослучайный код	Десятичный эквивалент		Двоичный псевдослучайный код	Десятичный эквивалент
7	11101	29	23	10010	18
8	00001	1	24	01010	10
9	11011	27	25	00100	4
10	00010	2	26	10100	20
11	10111	23	27	01001	9
12	00101	5	28	01000	8
13	01111	15	29	10011	19
14	01011	11	30	10001	17
15	11111	31			

Заключение. Предложенный в настоящей статье метод построения порождающих полиномов М-последовательностей наиболее целесообразно использовать в системах автоматизированного проектирования псевдослучайных кодовых шкал для преобразователей перемещений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ожиганов А. А. Псевдослучайные кодовые шкалы // Изв. вузов СССР. Приборостроение. 1987. Т. 30, № 2. С. 40—43.
2. Ожиганов А. А. Псевдослучайные кодовые шкалы для преобразователей линейных перемещений // Изв. вузов. Приборостроение. 1995. Т. 38, № 11—12. С. 37—39.
3. Ожиганов А. А., Чжипэн Жуань. Использование псевдослучайных последовательностей при построении кодовых шкал для преобразователей линейных перемещений // Там же. 2008. Т. 51, № 7. С. 28—33.
4. Ожиганов А. А., Коробейников А. Г., Климанов В. А. Структура системы автоматизированного проектирования рекурсивных кодовых шкал // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2006. Вып. 32. С. 237—245.
5. Макуильямс Ф. Д., Слоан Н. Д. Псевдослучайные последовательности и таблицы // ТИИЭР. 1976. Т. 64, № 12. С. 80—95.
6. Муттер В. М. Основы помехоустойчивой телепередачи информации. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 288 с.
7. Ожиганов А. А. Алгоритм размещения считывающих элементов на псевдослучайной кодовой шкале // Изв. вузов. Приборостроение. 1994. Т. 37, № 2. С. 22—27.
8. Сарвате Д. В., Персли М. Б. Взаимно-корреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей // ТИИЭР. 1980. Т. 68, № 5. С. 59—95.
9. Борисенко Н. П., Гусаров А. В., Кривонос А. П. О возможности генерации примитивных полиномов заданной степени и быстрого вычисления сдвига выходной последовательности РСЛОС на заданное число тактов // Сб. трудов XII Междунар. науч. конф. „Информатизация и информационная безопасность правоохранительных систем“. М., 2003. С. 334—339.

Сведения об авторах

Илья Дмитриевич Захаров

— аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: zakharov_ilya@hotmail.com

Александр Аркадьевич Ожиганов

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительной техникиПоступила в редакцию
18.01.11 г.

И. А. БЕССМЕРТНЫЙ

МЕТОДЫ ПОИСКА ИНФОРМАЦИИ В ПРОДУКЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Представлен обзор основных направлений исследований и достигнутых результатов в области построения машин логического вывода в продукционных системах: в частности, индексации и предварительного отбора фактов, применения методов реляционной алгебры для логического вывода, в том числе систем управления базами данных и операций над множествами в среде Prolog.

Ключевые слова: продукционные системы, реляционная алгебра, язык Prolog.

Введение. Представление знаний в виде фактов и правил совместно с их извлечением посредством машины логического вывода образуют продукционную систему. Идея продукционной модели данных получила материальное воплощение в экспертных системах, которые активно разрабатывались в 80-е гг. XX века [1]. Увеличение объемов баз знаний сделало актуальной проблему комбинаторной сложности задачи логического вывода. Одним из методов, успешно ускоряющим логический вывод, стал алгоритм RETE [2], используемый, в частности, в популярной оболочке экспертных систем JESS (www.jessrules.com).

Объявленная W3C консорциумом (World Wide Web Consortium) концепция глобальной семантической сети (Semantic Web) [3] также предполагает использование продукционной модели для представления знаний. Поскольку объемы баз знаний, образуемых ресурсами сети Интернет, могут значительно превышать масштабы экспертных систем, исследование методов логического вывода является целесообразным и актуальным. В настоящей статье приводится краткий обзор исследований в данной области, проводимых на кафедре вычислительной техники Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики.

Индексация и предварительный отбор фактов. Пусть множество фактов базы знаний $F = \{f\}$ образуют атомы (триплеты) $f = (s, p, o)$, где s — субъект, p — предикат, o — объект. Проиндексируем факты следующим образом. Присвоим каждому факту в базе знаний порядковый номер i , тогда нумерованный факт может быть описан следующим образом:

$$f(i) = (i, s, p, o).$$

Для множества термов $T = \{t\}$, содержащихся в фактах, сформируем индекс в виде

$$X = \{x\} = \{(t, w, \{i_{tw}\})\},$$

где w — место данного терма в атоме (в качестве субъекта, предиката или объекта), $\{i_{tw}\}$ — множество номеров фактов, имеющих терм t в качестве $w = (s; p; o)$.

Факты используются правилами, тело каждого из которых состоит из множества условий $C = \{c_1, c_2, \dots, c_k\}$, где $c_j = (s_j, p_j, o_j)$, s_j — субъект, p_j — предикат, o_j — объект, при этом $s; o = (t, v)$, v — переменная, $p_j = t$. Для каждого из условий c_j правила извлечение релевантных фактов для перечисленных сочетаний термов заключается в нахождении пересечений множеств индексов:

$$I_j = \{i_{ts}\} \cap \{i_{tp}\} \cap \{i_{to}\}, s_j = \text{const}, p_j = \text{const}, o_j = \text{const};$$

$$I_j = \{i_{tp}\} \cap \{i_{to}\}, p_j = \text{const}, o_j = \text{const};$$

$$I_j = \{i_{ts}\} \cap \{i_{tp}\}, s_j = \text{const}, p_j = \text{const};$$

$$I_j = \{i_{tp}\}, p_j = \text{const}.$$

Каждой переменной v , используемой в j -м условии, из списков I_j можно поставить в соответствие множество кортежей $\{i, u_i\}$, где $i \in I_j$, u_i — значение переменной v , извлекаемое из i -го факта. Если переменная v используется более чем в одном условии правила, пересечение

$$U_v = \{u_v\} = \bigcap_{j \in C} \{u\}_j$$

множеств значений переменной позволит сократить число фактов, требуемых для унификации этих условий. Для получения списка фактов I_{vj} , содержащих переменную v для j -го условия правила, где эта переменная встречается, достаточно выполнить операцию реляционного деления

$$I_{vj} = \{i, u_i\} \div \{uv\}.$$

Наконец, если в условии c_j правила содержится более одной переменной, то пересечение списков

$$I_j = \bigcap_{v \in c_j} I_{vj}$$

для каждой из двух переменных даст окончательный список фактов, которые отвечают j -му условию правила.

Индексация и предварительный отбор позволяют подставлять в каждое правило только факты, которые обеспечивают успешное выполнение его условий. Экономия времени пропорциональна доле таких фактов. При использовании в правиле 100 % фактов экономия, естественно, нулевая.

Применение реляционных операций для логического вывода. В работе [4] показаны результаты исследования метода индексации и предварительного отбора фактов, где демонстрируется, что если в заголовке правила присутствует только одна переменная, то обработка индекса сразу дает множество решений, т.е. обработка правила становится излишней. В этой связи возникает вопрос, нельзя ли обойтись без подстановки фактов в условия правила в более сложных случаях. Пусть в результате отбора фактов для условий $c(s_1, p_1, o_1)$, $c(s_2, p_2, o_2)$, ..., ..., $c(s_k, p_k, o_k)$, где s_i, o_i — либо константа, либо переменная, получены множества кортежей $T = \{\{t_i\}\}$, где $t_i = (x_{i1}, x_{i2})$, если в условии правила содержатся две переменные, и $t_i = (x_{i1})$, если присутствует одна переменная. Таким образом, получаем k таблиц приблизительно следующего вида:

x_{11}	x_{12}		x_{21}	x_{22}	...	x_{i1}	...	x_{k1}	x_{k2}
----------	----------	--	----------	----------	-----	----------	-----	----------	----------

Каждая таблица должна иметь, по меньшей мере, одну общую переменную хотя бы еще с одной таблицей. В противном случае результат будет представлять собой декартово произведение с данной таблицей, что обычно лишено смысла. Таблицы могут иметь связи следующих типов:

— соединение двух таблиц по совпадению значений их одной или более переменных; в этом случае две таблицы объединяются реляционным оператором INNER JOIN;

— фильтрация таблицы по условию сравнения значений переменных между собой или сравнения переменной и константы; данная функция выполняется с помощью условия WHERE и операторов сравнения.

Использование более сложных конструкций требуется в случае присутствия отрицания и кванторов в условиях правил. Однако в базах знаний, построенных на допущении открытого мира (Open World Assumption), отрицания не допускаются, а кванторы устраняются с помощью алгоритмов *сколемизации* [5]. Таким образом, условия правил могут

быть преобразованы в запросы на языках СУБД. Ниже приведен пример правила для отношения дядя—племянник(ца):

$$\text{hasParent}(?x1, ?x2) \wedge \text{hasBrother}(?x2, ?x3) \Rightarrow \text{hasUncle}(?x1, ?x3)$$

и соответствующего ему запроса SQL:

```
SELECT F_1.Object AS Uncle, F.Object AS Nephew
FROM F INNER JOIN F AS F_1 ON F.Subject=F_1.Subject
WHERE (((F.Predicate)="hasParent") AND ((F_1.Predicate)="hasBrother"));
```

В настоящее время проводятся исследования по разработке средств автоматической загрузки баз знаний в СУБД и трансляции правил на языки запросов.

Быстрый логический вывод в среде Prolog. Язык программирования Prolog имеет встроенный механизм обратного логического вывода, соответствующий методу поиска „сначала вглубь“. Известно, что этот метод является самым экономичным в части использования памяти, но требует значительных временных затрат и, кроме того, не гарантирует достижения цели ввиду опасности бесконечного углубления в рекурсии [5]. В этой связи заслуживает внимания опыт применения для логического вывода реляционных операций, описанных выше.

В составе библиотек Visual Prolog имеются предикаты, реализующие операции над множествами. Однако скорость выполнения этих операций слишком велика, поэтому использование таких предикатов, в частности *intersection*, *difference*, *join*, *union*, вместо „наивного“ логического вывода лишено смысла.

Основная причина медленного выполнения таких предикатов состоит в том, что при обработке двух списков их элементы сопоставляются каждый с каждым. Реализация операций пересечения, разности и объединения двух списков $X=\{x\}$ и $Y=\{y\}$ предполагает в среднем развертывание $n_x n_y / 2$ вершин дерева поиска (список Y сканируется до появления искомого значения), где n_x, n_y — количество фактов в множествах X и Y соответственно. Для операции соединения развертывается $n_x n_y$ вершин, поскольку соединение представляет собой декартово произведение с фильтрацией.

Отсортируем списки $X=\{x\}$ и $Y=\{y\}$ по возрастанию значений. В этом случае оба списка можно обрабатывать совместно, и дерево поиска будет состоять из $n_x + n_y$ вершин. Таким образом, ожидаемое ускорение обусловлено переходом от квадратичной к линейной зависимости сложности поиска от числа фактов. Ниже приведен пример предиката пересечения отсортированных списков, разработанных автором для среды программирования Visual Prolog 7.2:

```
predicates
intersectSorted : (Elem* ListX, Elem* ListY) -> Elem* IntersectionXY.
clauses
intersectSorted([], _) = [] :-!.
intersectSorted(_, []) = [] :-!.
intersectSorted([Y|Xs], [Y|Ys]) = [Y|intersectSorted(Xs, [Y|Ys])] :-!.
intersectSorted([X|Xs], [Y|Ys]) = intersectSorted([X|Xs], Ys) :- X>Y, !.
intersectSorted([_|Xs], [Y|Ys]) = intersectSorted(Xs, [Y|Ys]).
```

Выигрыш во времени при использовании логического вывода по сравнению с „наивным“ выводом в среде Prolog составляет приблизительно три порядка.

Заключение. Ускорение логического вывода в продукционных системах может быть достигнуто различными способами, в том числе посредством применения апробированных средств СУБД. Среда программирования Prolog также является привлекательной, поскольку позволяет в компактной форме реализовать многие алгоритмы искусственного интеллекта. На кафедре вычислительной техники СПбГУ ИТМО проводятся исследования и в других направлениях решения данной задачи, в частности по применению в задаче поиска методов случайного блуждания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уотермен Д. Руководство по экспертным системам / Пер. с англ.; Под ред. В. Л. Стефанюка. М.: Мир, 1989. 388 с.
2. Forgy C. L. RETE: A fast algorithm for the many pattern / many object pattern match problem // Artificial Intelligence. 1982. Vol. 19. P. 17—37.
3. Berners-Lee T., Hendler J., Lassila Ora. The semantic web // Sci. Amer. Magazine. 2001. May. P. 29—37.
4. Бессмертный И. А. Теоретико-множественный подход к логическому выводу в базах знаний // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2010. Вып. 02 (66). С. 43—48.
5. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект: Современный подход: Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс“, 2006. 1408 с.

Игорь Александрович Бессмертный

Сведения об авторе

— канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники;
E-mail: igor_bessmertny@hotmail.com

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

УДК 5:51(076)+62:51(076)

А. Б. БУШУЕВ, С. В. БЫСТРОВ, В. В. ГРИГОРЬЕВ

АНАЛИЗ ТРЕУГОЛЬНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СТРУКТУР

Рассматривается проблема системного эффекта структуры из трех элементов, связанных динамическими отношениями.

Ключевые слова: триадная структура, веполь, гомеостат.

Введение. Треугольную структуру образует граф из трех элементов, характеризующихся связями или отношениями. В различных областях естествознания и техники структура из трех элементов, или триадная структура, является основой понятийного аппарата, простейшей моделью.

В динамической структуре связь между элементами зависит от времени, поэтому треугольная динамическая структура (динамический треугольник) может быть задана системой трех дифференциальных уравнений в нормальной форме Коши. Например, математическая модель сообщества „производители—продукт—управленцы“ на качественном уровне описывается системой уравнений [1]

$$\dot{x} = f_1(x, y, z), \quad \dot{y} = f_2(x, y, z), \quad \dot{z} = f_3(x, y, z),$$

где x — число производителей, y — число управленцев, z — количество продукта, $f_i, i=1, 2, 3$, — в общем случае нелинейные функции.

Граф-схема такой структуры приведена на рис. 1; каждая стрелка на схеме соответствует воздействию переменной, от которой она направлена, на изменение той переменной, к которой она ведет.

В теории решения изобретательских задач (ТРИЗ) [2] широко используется метод структурного анализа и синтеза по статическим треугольным структурам. По первым буквам

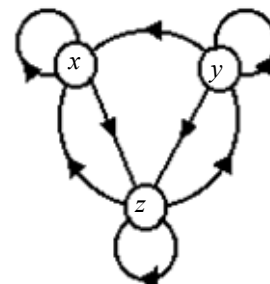


Рис. 1

слов „вещество“ и „поле“, образующим вершины графа-треугольника, этот метод называется вепольным анализом. Однако методы анализа и синтеза по динамическим треугольникам недостаточно исследованы. Рассмотрим эту проблему более подробно.

Проектирование треугольных структур. Единицей структурного анализа является веполь — триада из двух веществ и поля или двух полей и вещества. В отличие от обычного представления, в ТРИЗ под веществами понимаются любые элементы устройства или технической системы, ее функциональные части, или даже целые системы. Поля отражают любое взаимодействие между веществами. Решение изобретательской задачи представляется как некоторое преобразование вепольной структуры. В ТРИЗ существуют два основных метода синтеза треугольных структур: достройка неполной триады до полного треугольника (рис. 2, а) и разрушение прежней треугольной структуры и постройка новой (рис. 2, б). Этот метод синтеза может быть назван дискретным, так как осуществляется по шагам. Например, в задаче на разрушение (см. рис. 2, б) первым шагом является разрушение связи между веществами В1 и В2, вторым шагом — поиск нового вещества В3, третьим шагом — замыкание веполя до полного треугольника. В некоторых задачах может быть еще один шаг между первым и вторым — поиск нового поля П.

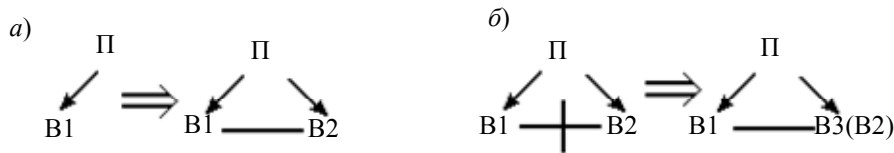


Рис. 2

При дискретном синтезе треугольных структур вещества и поля появляются или исчезают, но их свойства не изменяются. Для учета инерционных свойств мышления при поиске веществ или полей, разрушении или достройке треугольника введем понятие динамического поля и динамического вещества.

Будем считать динамическим веществом или полем такое вещество или поле, свойство $u_1(t)$ которого развивается во времени по так называемой S-кривой развития [3]. Кривую развития аппроксимируем логистической кривой Ферхюльста — Перла:

$$\dot{u}_1 = a_1 u_1^2 + b_1 u_1, \quad (1)$$

где a_1 и b_1 — коэффициенты генерации новых идей и забывания прежних.

Треугольная структура содержит три элемента, следовательно, для двух других элементов получаем аналогичные уравнения:

$$\dot{u}_2 = a_2 u_2^2 + b_2 u_2, \quad \dot{u}_3 = a_3 u_3^2 + b_3 u_3. \quad (2)$$

Таким образом, система уравнений (1), (2) задает эволюцию координат u_1, u_2, u_3 треугольника во времени.

При синтезе треугольника элементы структуры приносят в нее свои свойства. В общем случае возникающее системное свойство не сводится к сумме свойств элементов. Рассмотрим механизм преобразования свойств элементов в свойство структуры, т.е. появление системного эффекта. Для этого необходимо уравнения (1) и (2) объединить.

Элементы в одной структуре могут действовать как согласованно друг с другом, так и антагонистично. Действительно, процесс разрушения веполя обусловлен вредными связями между веществами и полями, а процесс достройки структуры до полного веполя осуществляется полезными связями. Возникает вопрос, как эту ситуацию отразить математически. Ответ может подсказать дискретный вепольный анализ. Например, самое сильное изобретательское решение получается при достройке неполного веполя (см. рис. 2, а), когда в качестве второго

вещества В2 выбирается уже имеющееся в структуре вещество В1, т.е. принимается решение выбрать В2=В1. Это связано с тем, что для решения задачи не привлекаются внесистемные ресурсы, решение получается близким к идеальному. Так как элементы выбираются одинаковыми, следовательно, они будут иметь и одинаковые свойства. Поэтому при объединении элементов в треугольник первоначально будем считать, что в уравнениях (1) и (2) можно принять условие

$$u_1 = u_2 = u_3. \quad (3)$$

Распад структуры происходит на максимальном обострении противоречий, когда свойства элементов строго противоположны. Следовательно, для этой ситуации можно принять условия, что

$$u_1 = -u_2, \quad u_2 = -u_3, \quad u_3 = -u_1. \quad (4)$$

Так как эти условия противоречат друг другу, то для их выполнения необходимо нарушить одно из условий, т.е. использовать уравнение (3): например, считать, что

$$\left. \begin{array}{l} u_1 = -u_2, \quad u_2 = -u_3, \quad u_3 = u_1, \\ \text{или } u_1 = u_2, \quad u_2 = -u_3, \quad u_3 = -u_1, \\ \text{или } u_1 = -u_2, \quad u_2 = u_3, \quad u_3 = -u_1. \end{array} \right\} \quad (5)$$

Чтобы выполнялись условия (3)—(5), для коэффициентов уравнений (1), (2) должны соблюдаться условия

$$|a_1| = |a_2| = |a_3| \quad \text{и} \quad |b_1| = |b_2| = |b_3|,$$

и коэффициенты должны иметь соответствующие математические знаки. В зависимости от набора знаков элементам структуры могут быть присущи различные стереотипы поведения, например согласие, компромисс, конкуренция и т.п. [4].

Для структурного синтеза дифференциальных уравнений и получения инварианта динамического треугольника будем считать, что знаки и величины коэффициентов a_i, b_i могут любыми. При этом структура уравнений (1), (2) сохраняется, а структурный синтез заключается в обмене координатами u_1, u_2, u_3 в уравнениях (1) и (2). Обмен координатами можно осуществлять по-разному. Так как динамический треугольник должен отражать соединение и распад, единство и борьбу элементов структуры, то для „склеивания“ элементов используем механизм компенсационного гомеостата [4].

В моделях изобретательских задач [3] компенсационный гомеостат образуется двумя противоположными свойствами x и y технического противоречия. В результате разрешения противоречия формируется новое решение задачи, определяемое координатой z . Гомеостат является двухуровневым: на первом уровне находятся две координаты x и y , на втором уровне — одна координата z . За единство координат x и y и передачу наследственной информации координате z отвечает произведение xy , так как в теории популяций это произведение пропорционально числу попарных встреч особей разного пола. Взаимодействие координат отражают слагаемые типа b_1x и b_2y , входящие в правую часть дифференциальных уравнений, задающих эволюцию координат y и x соответственно, поскольку определяют вынужденное движение одной координаты от другой.

Используем этот же подход для динамического треугольника. Однако необходимо учитывать то, что в динамическом треугольнике все три координаты считаются равнозначными: единство координат u_1u_2 производит координату u_3 , единство координат u_1u_3 производит координату u_2 , а единство координат u_2u_3 производит координату u_1 .

Для получения единства в правой части уравнений (1), (2) с учетом условий (3)—(5) произведем замену координат. Тогда получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_1 &= a_1 u_2 u_3 + b_1 u_1; \\ \dot{u}_2 &= a_2 u_1 u_3 + b_2 u_2; \\ \dot{u}_3 &= a_3 u_1 u_2 + b_3 u_3. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для обеспечения взаимодействия между координатами треугольника введем вынужденное движение. Например, первое уравнение системы (6) можно записать в виде

$$\dot{u}_1 = a_1 u_2 u_3 + \frac{b_1}{3} u_1 + \frac{b_1}{3} u_1 + \frac{b_1}{3} u_1. \quad (7)$$

Уравнение (7), с учетом произвольности коэффициентов и условий (3)—(5), может быть преобразовано к следующему виду:

$$\dot{u}_1 = a_1 u_2 u_3 + b_1 u_1 + c_1 u_2 + d_1 u_3,$$

где $b_1 = c_1 = d_1 = b_1/3$.

Аналогично можно записать уравнение для любой координаты треугольника или систему уравнений треугольника в целом:

$$\dot{u}_i = \sum_{j=1}^3 q_{i,j} u_j + a_i N_i, \quad i=1, 2, 3, \quad (8)$$

где $q_{i,j}$ — элементы матрицы

$$Q = [q_{i,j}] = \begin{bmatrix} b_1 & c_1 & d_1 \\ b_2 & c_2 & d_2 \\ b_3 & c_3 & d_3 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

а $N_1 = u_2 u_3$, $N_2 = u_1 u_3$, $N_3 = u_1 u_2$.

Анализ треугольных динамических структур. Рассмотрим примеры анализа динамического треугольника с точки зрения проявляемых им стереотипов поведения при включении или исключении тех или иных связей. Такой подход характерен для гомеостатики [4].

Пример 1. Исследуем симметричный динамический треугольник, имеющий только собственные движения и нелинейные связи в виде произведения координат. В этом случае матрица Q (9) будет равна

$$Q = [q_{i,j}] = \begin{bmatrix} b & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix},$$

а все коэффициенты $a_i = a$. Структура треугольника для этой ситуации приведена на рис. 3, а.

Приравнивая нулю правые части уравнений (8) и решая полученную систему уравнений относительно неизвестных координат, находим матрицу стационарных решений

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-b}{a} & \frac{b}{a} & \frac{b}{a} & \frac{-b}{a} \\ 0 & \frac{b}{a} & \frac{b}{a} & \frac{-b}{a} & \frac{-b}{a} \\ 0 & \frac{b}{a} & \frac{-b}{a} & \frac{b}{a} & \frac{-b}{a} \end{bmatrix},$$

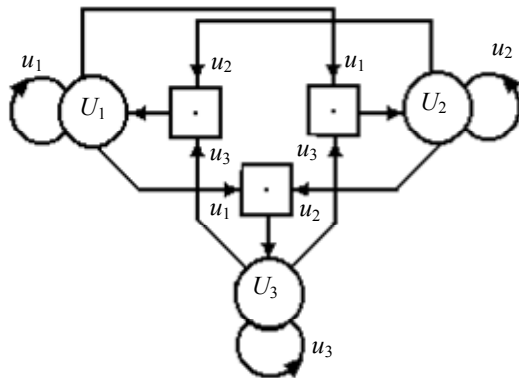
по столбцам которой определяются пять векторов координат стационарных точек. Для опре-

деления характера стационарных точек находим якобиан системы (8) $J = \begin{bmatrix} b & au_3 & au_2 \\ au_3 & b & au_1 \\ au_2 & au_1 & b \end{bmatrix}$,

а также его собственные числа. Для первого, нулевого, вектора координат стационарных точек имеем один корень третьей кратности, равный $p_1 = b$. Выбирая $b < 0$, получаем в начале координат устойчивый стереотип поведения.

Для остальных стационарных точек собственные числа $p_i^T = [-b \ 2b \ 2b]$, $i=2...5$, матрицы S имеют разные знаки. Следовательно, остальные стационарные точки неустойчивы. Обратим внимание, что стереотипы устойчивого и неустойчивого поведения не зависят от знака параметра a , т.е. этот параметр может быть как положительным, так и отрицательным. Тогда матрица S стационарных решений будет иметь 8 неустойчивых стационарных точек, которые в трехмерном пространстве координат u_1, u_2, u_3 образуют вершины куба, центр которого расположен в устойчивой точке в начале координат. Структура стационарных точек для случая $b = -1$ и $a = \pm 1$ приведена на рис. 3, б. По своей сути этот куб подобен бифуркационной диаграмме, используемой в теории катастроф для исследования эволюции стационарных точек в зависимости от управляющих параметров.

а)



б)

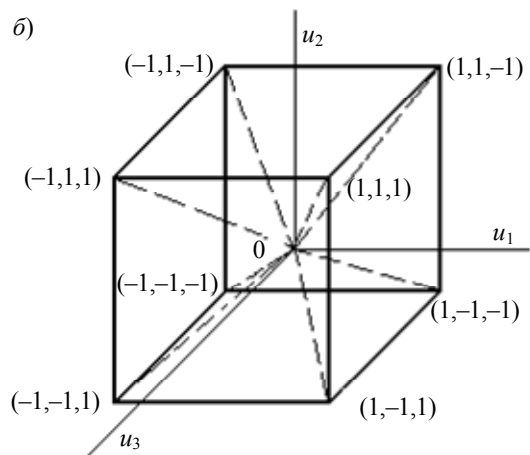


Рис. 3

Нетрудно найти расстояние D от каждой неустойчивой точки равновесия до начала координат: $D = |b/a| \cdot \sqrt{3}$. При уменьшении абсолютного значения параметра b снижается запас устойчивости стационарной точки в начале координат, а неустойчивые точки равновесия в вершинах куба начинают передвигаться к началу координат по соответствующим штриховым линиям (см. рис. 3, б). При $b=D=0$ происходит потеря устойчивости структуры, и треугольник распадается, демонстрируя стереотип поведения, называемый в гомеостатике коллапсом.

В техническом творчестве коллапс моделирует процесс распада вепольной структуры прототипа, находящегося в потенциальной яме ($u_1 = u_2 = u_3 = 0$) психологической инерции мышления.

Пример 2. Рассмотрим несимметричную треугольную структуру. Если в уравнении (8) выбрать матрицу

$$Q = \begin{bmatrix} -\sigma & \sigma & 0 \\ r & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -g \end{bmatrix},$$

где $\sigma=10$, $r \geq 27,74$, $g=8/3$, и коэффициенты $a_1 = 0$, $a_2 = -1$, $a_3 = 1$, то получим систему уравнений хаотического аттрактора Лоренца [5].

Если матрицу Q выбрать в виде

$$Q = \begin{bmatrix} -\mu & \mu K^2 & K^{-1} \\ \mu K^2 & -\mu & K \\ -K^{-1} & -K & 0 \end{bmatrix},$$

где $\mu=1$, $K=2$, то получим систему уравнений динамо Рикитаке [5], также демонстрирующую хаотические колебания.

Хаотические аттракторы служат для моделирования процесса поиска нового решения в мышлении изобретателя и передачи наследственной информации от прототипа к новому изобретению [6].

Заключение.

1. Элемент, который вводится в треугольную структуру, теряет свое исходное свойство, а структура, благодаря включению или исключению тех или иных связей между элементами, приобретает различные стереотипы поведения.

2. Основной моделирующей единицей развития в техническом творчестве является динамический треугольник, для эволюции вершин которого используется логистическое уравнение Ферхюльста — Перла. Модель треугольника получается в результате структурного синтеза дифференциальных уравнений.

3. Симметричный динамический треугольник представляет собой трехмерный гомеостат с равнозначными элементами, имитирующий коллапс прототипа при переходе к новому решению.

4. Симметричный динамический треугольник может служить основой для построения треугольных динамических решеток (фрактальных множеств). Например, в работе [7] анализируется фрактальное множество „салфетка Серпинского“ на предмет прохождения волн через треугольную решетку. Поэтому для эволюционного уравнения элементов решетки используется волновое уравнение Шредингера второго порядка.

5. Несимметричные динамические треугольники типа хаотических аттракторов Лоренца и динамо Рикитаке моделируют поисковые движения в мышлении изобретателя.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант 08-09-00857-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Неймарк Ю. И.* Математические модели естествознания и техники: Цикл лекций. Н. Новгород: Изд-во Нижегородск. гос. ун-та, 1994. Вып. 1.
2. *Альтиуллер Г. С.* Найти идею. Новосибирск: Наука, 1991.
3. *Бушуев А. Б.* X-элемент: поиск, захват, слежение // Тр. Междунар. конф. ТРИЗФЕСТ 2006 „Три поколения ТРИЗ“. СПб: РОО „ТРИЗ-Петербург“, 2006. С. 310—317.
4. *Горский Ю. М.* Основы гомеостатики. Гармония и дисгармония в живых, природных, социальных и искусственных системах. Иркутск: Изд-во Иркутск. гос. экономической акад., 1998.
5. Странные аттракторы: Сборник статей / Под ред. *Я. Г. Синяя и Л. П. Шильникова*. М.: Мир, 1981.
6. *Бушуев А. Б., Чепинский С. А.* Хаотические гомеостаты // Изв. вузов. Приборостроение. 2007. Т. 50, № 11. С. 59—63.
7. *Абрамова И. В., Мельничук О. П., Попов И. Ю., Сандлер М. М.* Резонансные эффекты в задаче рассеяния на сложном графе // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2003. Вып. 11. С. 129—136.

Сведения об авторах

- Александр Борисович Бушуев** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: Bushuev@inbox.ru
- Сергей Владимирович Быстров** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: sbystrov@mail.ru
- Валерий Владимирович Григорьев** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: grigvv@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 531.383-1:537.2

Б. Е. ЛАНДАУ, А. А. БЕЛАШ, С. С. ГУРЕВИЧ, Г. И. ЕМЕЛЬЯНЦЕВ,
С. Л. ЛЕВИН, С. Г. РОМАНЕНКО

БЕСКАРДАННАЯ ИНЕРЦИАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОРИЕНТАЦИИ НА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ ГИРОСКОПАХ ДЛЯ ОРБИТАЛЬНОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Представлен обзор результатов разработки бескарданной инерциальной системы на электростатических гироскопах для орбитальных космических аппаратов. Приведены результаты разработки электростатического гироскопа со сплошным ротором и построенной на его базе инерциальной системы для решения задачи ориентации космических аппаратов дистанционного зондирования Земли. Рассмотрены вопросы обеспечения точности системы, изложены особенности разработанного математического обеспечения системы и приведены некоторые результаты летных испытаний.

Ключевые слова: электростатический гироскоп, инерциальная система, орбитальный космический аппарат.

Введение. Выполнение современных требований по точности и надежности систем ориентации и навигации подвижных объектов посредством использования бескарданных инерциальных измерительных модулей (БИИМ), работающих в автономном режиме в течение длительного интервала времени, является сложной проблемой. Решение этой проблемы требует значительных финансовых и временных затрат.

Особенность решения задачи ориентации подвижного объекта гироскопической системой на пассивном участке полета орбитального космического аппарата (КА) заключается в практическом отсутствии значений кажущегося ускорения (сила тяготения Земли скомпенсирована центробежной силой из-за орбитального вращения КА). Это приводит к неэффективности использования акселерометров БИИМ при решении задачи ориентации в этих условиях и, как следствие, к отсутствию собственных (шулеровских) колебаний погрешностей системы. Погрешности БИИМ носят нарастающий во времени характер, что обусловлено дрейфами гироскопов. Кроме того, в условиях полета орбитального КА в отличие от наземных условий неэффективно использование данных стандартной приемной аппаратуры (ПА) GPS/ГЛОНАСС для интеграции с БИИМ.

В этой связи в составе интегрированных систем для КА для коррекции погрешностей БИИМ необходимо применение либо классической астросистемы определения углового положения, построенной на астродатчиках, либо мультиантенной ПА GPS/ГЛОНАСС, использующей фазовые измерения на несущей частоте.

К настоящему времени пока не создана мультиантенная ПА GPS/ГЛОНАСС, обеспечивающая измерение углов ориентации КА с требуемой точностью. Поэтому на современных

орбитальных КА используются астродатчики (АД) разработки Института космических исследований РАН (Москва) [1].

БИИМ на бескарданных электростатических гироскопах (БЭСГ) со сплошным ротором для орбитальных КА — точнее, бескарданная инерциальная система ориентации — БИСО (так как в ее составе отсутствуют акселерометры и не решается задача навигации) разработана в ЦНИИ „Электроприбор“ (Санкт-Петербург, гл. конструктор Б. Е. Ландау). В ее создании принимали участие выпускники и преподаватели кафедры информационно-навигационных систем Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики (СПбГУ ИТМО). В настоящее время БИСО успешно эксплуатируется на ряде КА дистанционного зондирования Земли. Ее разработка была обусловлена необходимостью обеспечения высокой точности определения параметров ориентации КА при повышенной динамике их движения.

Состав и структура построения БИСО на ЭСГ. В состав структуры БИСО входят [2]:

- блок чувствительных элементов (БЧЭ);
- блок электроники (БЭ).

Блок чувствительных элементов (на рис. 1 показан со снятым кожухом) содержит три БЭСГ (резервирование для обеспечения требований по надежности), блоки электроники систем подвеса гироскопов, электропитания и спецвычислители измерительных каналов (СВ-ИК).

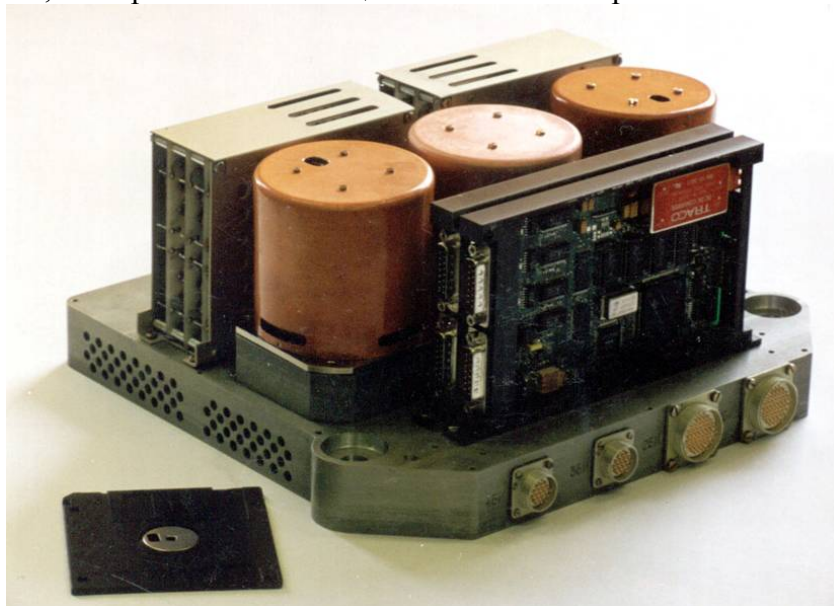


Рис. 1

Два БЭСГ с ортогонально расположенными векторами кинетических моментов (что осуществляется при разгоне роторов гироскопов) обеспечивают построение автономного гироскопического трехгранника, начальная ориентация которого относительно заданной инерциальной системы координат (ИКС) вычисляется по данным АД, а дрейф в инерциальном пространстве прогнозируется по априорным значениям коэффициентов модели уходов (КМУ) каждого из ЭСГ.

В БЭСГ (на рис. 2 показан со снятым кожухом) сплошной 10-миллиметровый бериллиевый сферический ротор взвешен в электрическом поле, создаваемом тремя парами ортогонально расположенных электродов электростатического подвеса. Опорное напряжение на электродах при испытаниях в наземных условиях составляет около 450 В (что обеспечивает перегрузочную способность электростатического подвеса до 10...15g), для повышения точности в условиях невесомости это напряжение снижается до 140 В. Вращение ротора с частотой около 3000 Гц (180 000 об/мин) и демпфирование его нутационных колебаний в любой из трех ортогональных ориентаций обеспечивается с помощью шести симметрично

расположенных катушек с дальнейшей стабилизацией скорости вращения электрическими силами подвеса. Для обеспечения и поддержания вакуума предусмотрен магниторазрядный насос, который создает в рабочем зазоре вакуум $10^{-6} \dots 10^{-7}$ мм рт. ст. В целях исключения влияния уводящих моментов магнитной природы как сам насос, так и чувствительный элемент гироскопа помещены в системы магнитных экранов.



Рис. 2

Считывание информации об угловом положении ротора в неограниченном диапазоне углов осуществляется с помощью шести ортогонально расположенных оптических датчиков по нанесенному на роторе растровому рисунку.

В непосредственной близости от ЭСГ находятся блоки электроники подвеса, служащие для обеспечения левитации ротора и стабилизации его скорости вращения.

Информация с датчиков угла, блоков подвеса и от магниторазрядного насоса поступает в спецвычислитель, предназначенный для:

— точного вычисления угловой ориентации ротора в осях корпуса ЭСГ с использованием модели погрешностей системы съема данных;

— формирования цифровой информации об управляющих напряжениях электростатического подвеса ротора, тока насоса и скорости вращения ротора, эта информация необходима для диагностики состояния, управления режимами работы гироскопов и обеспечения алгоритмической компенсации их дрейфов.

Дальнейшая обработка информации осуществляется в центральном вычислителе инерциальной системы, входящем в блок электроники системы.

Блок электроники содержит дублированный центральный спецвычислитель системы (СВ-БИС) и блок автоматики пуска и отключения. БЭ осуществляет следующие основные функции:

— считывание информации (\mathbf{h}_i -векторов измеренных значений направляющих косинусов ортов кинетических моментов ЭСГ_{*i*} в их корпусных осях) с измерительных каналов БИСО и вычисление углового положения корпуса БЧЭ и связанного с ним корпуса КА относительно инерциальной системы координат, начальное положение которой формируется по данным АД, т.е. вычисление элементов приборного кватерниона $L_{пр}$;

— обеспечение информационного обмена между БИСО и бортовым комплексом управления (БКУ) КА;

— формирование и выдачу телеметрической информации;

— управление работой БИСО (запуск, отключение, переключение режимов).

В состав *блока автоматики* входят два блока разгона и демпфирования нутационных колебаний ротора, вторичные блоки электропитания, дублированный блок приема команд управления от БКУ и блоки реле, осуществляющие коммутацию цепей питания и привода приборов БЭСГ и электронных блоков.

Центральный вычислитель СВ-БИС реализует решение следующих задач:

— прием и выполнение команд БКУ;

— обеспечение информационной связи с тремя СВ-ИК блока БЧЭ по CAN-интерфейсу;

— прием команд, данных и меток времени (для синхронизации работы БИСО и АД) от БКУ;

— выдача телеметрической информации;

— включение и отключение резервных устройств.

Основной задачей СВ-БИС является определение угловой ориентации КА относительно ИСК.

Для решения перечисленных задач в СВ-БИС применена быстродействующая одноплатная ЭВМ, выполненная в стандарте PC/104+ и построенная на базе процессора Pentium-75.

БЭСГ. Современный уровень погрешностей и пути повышения точности. Точность решения задачи ориентации КА зависит как от параметров БЭСГ — точности оптико-электронной системы считывания (ОСС) информации об угловом положении ротора гироскопа и его дрейфа, так и от характеристик других устройств — точности астродатчика, стабильности и точности знания углов рассогласования между измерительными базами каждого БЭСГ и астродатчика.

Нескомпенсированная погрешность ОСС при прямом измерении углового положения ротора относительно корпуса гироскопа по разности фаз сигналов противоположных датчиков угла в БЭСГ составляет порядка 40...60'. Для повышения точности ОСС в специализированном вычислителе реализована математическая модель, параметры которой калибруются при изготовлении и испытаниях гироскопов на стенде. Калибруемые параметры зависят от неидеальности растрового рисунка ротора, неортогональности измерительных оптических каналов, смещения ротора в подвесе, электрической и геометрической взаимосвязи каналов и т.д. В настоящее время итоговая погрешность ОСС (с учетом математической компенсации) достигает 40 — 60". (Задача обеспечения точности ОСС многогранна и сложна и в данной работе подробно не рассматривается.)

Уровень систематического дрейфа гироскопов при наземных испытаниях составляет 1...3 %/ч, а в космических условиях — 0,1...0,2 %/ч. Различие обусловлено отсутствием силы тяжести на орбите КА и „автокомпенсационным“ воздействием относительно высокой скорости его орбитального вращения. Для снижения дрейфов ЭСГ могут использоваться как аппаратные, так и алгоритмические методы.

К аппаратным методам можно отнести следующие:

— создание „идеального“ ротора: в настоящее время значения осевого дисбаланса составляют менее 0,05 мкм, отклонения от сферичности — менее 0,002 мкм, точность нанесения растрового рисунка — не хуже 1...2 мкм;

— обеспечение геометрической точности сборки сферы электродов ортогонального подвеса; интенсивность работ в этом направлении в последние годы существенно усилена, что позволило выйти на уровень 2...3 мкм;

— обеспечение высокой стабильности положения ротора в электростатическом подвесе (на уровне долей микрометра).

Алгоритмические методы связаны с разработкой расчетных математических моделей дрейфа БЭСГ и погрешностей БИСО, а также с использованием алгоритмов фильтрации, позволяющих оценить и скомпенсировать дрейф БЭСГ за счет уточнения коэффициентов модели уходов по информации от астродатчика и измерениям углового положения роторов двух гироскопов.

Основная часть полного дрейфа гироскопа компенсируется с помощью модели ухода, коэффициенты которой подлежат калибровке. В настоящее время в качестве базовой принята детерминированная модель ухода ЭСГ, которая представляется в виде аналитических функций, связывающих геометрические параметры несферичного и несбалансированного ротора с параметрами физических полей — источников уводящих моментов. При этом зависимости строятся с учетом произвольной ориентации ротора, а проекции ускорений характеризуются управляющими напряжениями, которые являются реакциями подвеса на силовые воздействия.

Так, скорость дрейфа в проекции на одну из осей x_k корпуса гироскопа определяется следующим образом [3]:

$$\begin{aligned} \omega_{x_k} = & k_0 h_1 \left[-\left(1 - h_1^2\right) h_1^2 + h_2^4 + h_3^4 \right] + k_1 \left[-\left(1 - h_1^2\right) u_1 + h_1 h_2 u_2 + h_1 h_3 u_3 \right] + \\ & + k_2 h_1 \left[-\left(1 - h_1^2\right) u_1^2 + h_2^2 u_2^2 + h_3^2 u_3^2 \right] + k_3 h_1 \left[-\left(1 - h_1^2\right) h_1 u_1 + h_2^3 u_2 + h_3^3 u_3 \right] + \\ & + k_4 h_1 \left[-\left(1 - h_1^2\right) h_1^2 u_1^2 + h_2^4 u_2^2 + h_3^4 u_3^2 \right] + h_1 \left(\mu_{12} h_2^2 - \mu_{31} h_3^2 \right) + h_2 h_3 v_{23} + \\ & + \left(H_1 h_1 + H_2 h_2 + H_3 h_3 \right) \left\{ \alpha'' \left(H_3 h_2 - H_2 h_3 \right) + \right. \\ & \left. + \alpha' \left[H_1 - h_1 \left(H_1 h_1 + H_2 h_2 + H_3 h_3 \right) \right] \right\}, \end{aligned}$$

где $h_i, i = 1, 2, 3$, — направляющие косинусы орта кинетического момента ротора в корпусной системе координат $x_k y_k z_k$; k_0, k_1, k_2, k_3, k_4 — коэффициенты модели ухода ЭСГ; $u_i = U_i / U_0$ — относительные напряжения на электродах подвеса (здесь U_i — управляющие напряжения на электродах подвеса; $U_0 = \text{const}$ — опорное напряжение на электродах подвеса); H_i — проекции напряженности магнитного поля на оси корпуса; α', α'' — действительная и мнимая части определяемого экспериментально коэффициента поляризуемости ротора; μ_{ij} — коэффициенты, характеризующие консервативную часть момента гироскопа, обусловленную взаимодействием неравножесткого подвеса с радиально несбалансированным ротором, а v_{ij} — коэффициенты, характеризующие диссипативную часть данного момента.

При эксплуатации в условиях полета (в условиях невесомости) преобладающими становятся составляющие ухода, не зависящие от ускорения, а именно: от четных гармоник, начиная с четвертой; формы ротора; от остаточных магнитных полей и от взаимодействия радиально несбалансированного ротора с неравножестким подвесом. Поэтому за основу была принята следующая модель (например, по оси x_k):

$$\omega_{x_k} = k_0 h_1 \left[-\left(1 - h_1^2\right) h_1^2 + h_2^4 + h_3^4 \right] + h_1 \left(\mu_{12} h_2^2 - \mu_{31} h_3^2 \right) + h_2 h_3 v_{23} + \\ + \left(H_1 h_1 + H_2 h_2 + H_3 h_3 \right) \left\{ \alpha'' \left(H_3 h_2 - H_2 h_3 \right) + \alpha' \left[H_1 - h_1 \left(H_1 h_1 + H_2 h_2 + H_3 h_3 \right) \right] \right\}.$$

При этом влияние остаточных магнитных полей (вследствие их малости) не учитывалось.

Проблемы и особенности математического обеспечения системы. Проведенные исследования и результаты летных испытаний БИСО на ЭСГ на борту орбитального КА показали следующее:

— известная к настоящему времени модель дрейфов ЭСГ со сплошным ротором для бескарданного применения не в полной мере соответствует реальным уходам гироскопа, выявлена необходимость ее уточнения;

— наблюдаются существенные изменения значений КМУ ЭСГ при каждом новом запуске системы, что обусловлено неравножесткостью каналов подвеса, изменением наведенного потенциала и потенциала, обусловленного зарядом ротора;

— значения КМУ ЭСГ, определенные при стендовых испытаниях системы, требуют новой калибровки при запуске в условиях полета орбитального КА;

— после запуска БИСО в условиях полета вследствие погрешностей привязки баз ЭСГ и АД и деформаций КА необходимо уточнение ориентации измерительных осей каждого ЭСГ относительно опорных осей астродатчика;

— имеют место изменения некоторых значений КМУ ЭСГ при изменении ориентации корпуса гироскопа относительно плоскости орбиты или ухода вектора кинетического момента ЭСГ от плоскости орбиты;

— отсутствует полная наблюдаемость (и, как следствие, возможность разделения оценок) значений КМУ для ЭСГ с ориентацией вектора кинетического момента, ортогонального плоскости орбиты КА;

— необходимо дальнейшее повышение точности системы съема информации об угловом положении ротора в связанной с корпусом гироскопа системе координат (ССК).

Вследствие непрогнозируемых дрейфов ЭСГ погрешности определения параметров ориентации КА будут, как известно, расти во времени. Для определения начального и текущего положения ортов кинетических моментов ЭСГ в ИСК, оценки их КМУ и погрешностей привязки измерительных осей каждого ЭСГ к осям КА используется выходная (эталонная для БИСО) информация от астродатчика, представляемая в виде текущих значений кватерниона $L_{эг} = [L_0 \ L_1 \ L_2 \ L_3]^T$, характеризующего положение связанных осей КА относительно инерциальных осей (измерительные оси АД приводятся к осям КА).

Точная начальная выставка ЭСГ (определение начального положения ортов их кинетических моментов в ИСК), калибровка дрейфов ЭСГ (уточнение их стендовых значений) и оценка погрешностей привязки измерительных осей каждого ЭСГ к осям АД осуществляется после запуска БИСО на орбите при реализации специального режима работы системы (режима калибровки). Это требует практически непрерывного (дискретность порядка 1 мин) поступления данных от АД. При этом для обеспечения полной наблюдаемости искомых оценок необходимо осуществлять изменение углового положения КА относительно орбитальной системы координат (ОСК), например, по углу крена.

В БИСО на ЭСГ исходной информацией для задачи ориентации являются направляющие косинусы ортов $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2$ векторов кинетических моментов ЭСГ относительно правых ортогональных систем координат, связанных с корпусами гироскопов. Алгоритмы решения задачи ориентации, т.е. вычисления кватерниона $L_{пр}$, определяющего взаимную ориентацию связанной с КА системы координат и ИСК, приведены в работе [4].

Особенности режима калибровки БИСО заключаются в следующем [5]:

— прогнозирование уходов калибруемых ЭСГ осуществляется в ИСК, однако расчетная модель их погрешностей описана в квазиинерциальной системе координат, дискретно (в моменты коррекции положения ЭСГ) учитывающей прецессию гироскопического трехгранника; применение квази-ИСК позволяет осуществить линеаризацию матрицы динамики системы и измерений в точках пространства состояния, дискретно движущихся вместе с векторами кинетических моментов ЭСГ;

— разностные измерения формируются с использованием текущих значений приборного $L_{\text{пр}}$ (от БИСО) и эталонного $L_{\text{эт}}$ (от АД) кватернионов положения;

— для обработки измерений используется алгоритм обобщенного фильтра Калмана с обратной связью по всему вектору состояния системы.

Результаты летных испытаний [6, 7]. На рисунках рис. 3, 4 приведены графики, характеризующие результаты режима начальной калибровки БИСО на ЭСГ, полученные после запуска системы на одном из КА: на рис. 3 показаны начальные погрешности определения параметров ориентации КА относительно ОСК ($\Delta\psi$, $\Delta\theta$, $\Delta\gamma$ — по углам рысканья, тангажа и крена соответственно); на рис. 4 — эти же погрешности относительно ОСК после введения оценок КМУ и погрешностей привязки измерительных осей БЭСГ к осям АД (выбросы вызваны сбоями в исходных данных).

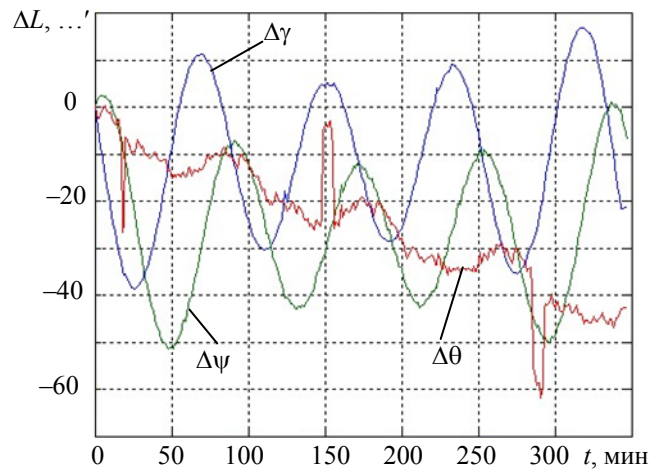


Рис. 3

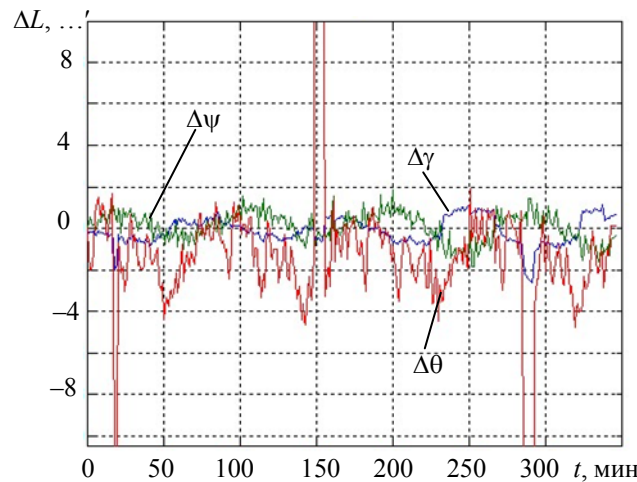


Рис. 4

Дискретность формирования кватерниона $L_{\text{эт}}$ от астродатчика составляет 1 мин, длительность калибровки около 350 мин.

На рис. 5 показаны погрешности БИСО при определении параметров ориентации относительно ОСК на одном из КА „Кобальт“ в рабочем режиме при проведении разовых коррекций по данным АД через 1 виток (около 90 мин) полета КА и через 2 витка.

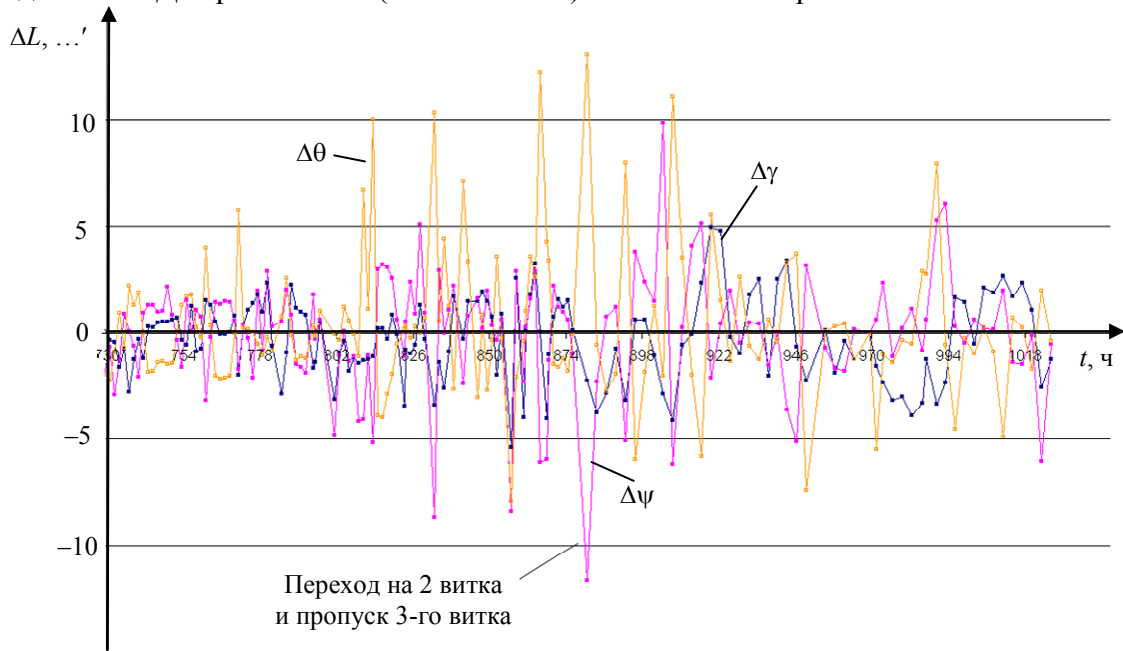


Рис. 5

Выводы.

Создана и эксплуатируется на ряде объектов не имеющая аналогов в мировой практике автономная инерциальная система определения ориентации для орбитальных космических аппаратов дистанционного зондирования Земли.

Разработаны и внедрены методы обработки результатов для взаимной привязки баз гироскопов и астрокорректоров и оценки параметров модели дрейфа гироскопов в условиях орбитального полета КА; разработано программное обеспечение системы.

Совместное использование режима начальной калибровки системы в условиях полета КА и процедуры введения дополнительных поправок к дрейфам БЭСГ, вычисляемых по данным астрокоррекции, привело в 2008—2009 гг. к достижению точности решения БИСО на ЭСГ задачи ориентации КА на уровне 2...3' при дискретности астрокоррекции через 1—2 витка.

Дальнейшее повышение точности БИСО на ЭСГ связано со следующими направлениями работ:

- повышением точности системы считывания информации об угловом положении БЭСГ;
- уточнением модели дрейфа БЭСГ;
- повышением точности астрокоррекции;
- реализацией режима калибровки БИСО на ЭСГ в масштабе реального времени на борту КА при использовании в процессе калибровки дополнительных поворотов КА, например, по углу крена: это позволит с большей точностью оценивать плохо наблюдаемые составляющие погрешностей привязки измерительных осей БЭСГ к осям астродатчика и КМУ гироскопов;
- внедрением разработанного гироскопа с 12-электродным равножестким подвесом [8], что позволит обеспечить повышение стабильности значений КМУ от запуска к запуску и адекватность модели реальному движению при различных взаимных ориентациях корпуса и ротора гироскопа.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, код проекта 10-08-00-904а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Аванесов Г. А., Форш А. А., Бессонов Р. В.* и др. Звездный координатор БОКЗ-М и перспективы его развития // Материалы XIV Санкт-Петербург. междунар. конф. по интегрированным навигационным системам, 28—30 мая 2007 г. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2007. С. 199—205.
2. *Ландау Б. Е., Емельянец Г. И., Левин С. Л.* и др. Основные результаты разработки и испытаний системы определения ориентации на электростатических гироскопах для низкоорбитальных космических аппаратов // Гироскопия и навигация. 2007. № 2(57). С. 3—12.
3. *Гуревич С. С., Гусинский В. З., Ландау Б. Е.* и др. Система ориентации орбитального КА на базе бескарданных электростатических гироскопов со сплошным ротором // Материалы VIII Санкт-Петербург. междунар. конф. по интегрированным системам. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2001. С. 52—59.
4. *Анучин О. Н., Емельянец Г. И.* Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2003. 390 с.
5. *Емельянец Г. И., Ландау Б. Е., Левин С. Л., Романенко С. Г.* Калибровка дрейфов инерциальной системы ориентации на электростатических гироскопах по данным астровизирующего устройства в условиях космического аппарата // Гироскопия и навигация. 2005. № 2(49). С. 69—78.
6. *Ландау Б. Е., Гуревич С. С., Емельянец Г. И.* и др. Результаты калибровки электростатических гироскопов в бескарданной инерциальной системе ориентации // Материалы XV Санкт-Петербург. междунар. конф. по интегрированным навигационным системам, 26—28 мая 2008 г. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2008. С. 122—129.
7. *Ландау Б. Е., Гуревич С. С., Емельянец Г. И.* и др. Калибровка погрешностей бескарданной инерциальной системы на электростатических гироскопах в условиях орбитального полета // Гироскопия и навигация. 2010. № 1(68). С. 36—46.
8. *Бурявлев А. П., Кузин В. М., Ландау Б. Е., Сумароков В. В.* Бескарданный электростатический гироскоп с подвесом на двойных электродах // Сб. рефератов XXVI конф. памяти Н. Н. Острякова. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2008. С. 17—18.

Сведения об авторах

- Борис Ефимович Ландау** — д-р техн. наук; ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», Санкт-Петербург, главный конструктор; E-mail: blandau@eprib.ru
- Андрей Анатольевич Белаш** — аспирант; ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», Санкт-Петербург, начальник сектора; E-mail: belash@gtm.ru
- Станислав Соломонович Гуревич** — ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», Санкт-Петербург, начальник сектора; E-mail: biseq2@mail.ru
- Геннадий Иванович Емельянец** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра информационно-навигационных систем; E-mail: emel@mail.ifmo.ru
- Сергей Львович Левин** — канд. техн. наук; ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», Санкт-Петербург, начальник отдела; E-mail: biseq2@mail.ru
- Светлана Георгиевна Романенко** — канд. техн. наук; ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», Санкт-Петербург, научный сотрудник; E-mail: biseq2@mail.ru

Рекомендована кафедрой
информационно-навигационных
систем СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

М. И. ЕВСТИФЕЕВ

ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ РАЗРАБОТКИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ГИРОСКОПОВ

Представлены основные этапы теоретических и практических разработок отечественных микромеханических гироскопов. Описаны достижения российских компаний и университетов в создании нового поколения датчиков. Рассмотрены особенности проектирования с учетом специфики используемых материалов и технологий.

Ключевые слова: микромеханический гироскоп, кремний, технология.

Введение. Благодаря прогрессу в технологии изготовления микромеханических датчиков, наблюдаемому в течение последнего десятилетия, был разработан целый ряд микромеханических гироскопов (ММГ), обладающих малыми массогабаритными характеристиками, низкой стоимостью и повышенной прочностью и предназначенных для широкого класса приборов навигации и управления движением. Лидерство в разработке ММГ принадлежит Лаборатории им. Дрейпера (США), занимающейся проблематикой создания микромеханических датчиков с 1990 г. В настоящее время серийное производство ММГ класса точности $0,05 \dots 0,1$ °/с освоено компаниями “Analog Devices” (США), “SensoNor” (Норвегия), “Bosch” (Германия), “Kionix” (США), “InvenSense” (США) и др. Разработки отечественных ММГ начаты с отставанием более чем на десятилетие, но постепенно выходят на мировой уровень. Несмотря на большое количество работ по этой тематике возможности использования зарубежного опыта проектирования оказались весьма ограниченными вследствие фрагментарности и рекламного характера основного числа публикаций. Причинами отставания для большинства отечественных разработок были низкий уровень технологии изготовления кремниевых микроустройств и отсутствие опыта проектирования, который существенным образом зависит от возможностей производства. Значительное ограничение состояло в недоступности технологий изготовления, являющихся “know-how” зарубежных компаний.

Этап теоретических исследований. После 1995 г. в отечественной литературе были сформулированы основные направления использования ММГ в качестве навигационных датчиков [1, 2] и появились первые публикации, касающиеся теоретических вопросов создания приборов. Широкий спектр исследований, проводимых с конца 90-х гг. по настоящее время, направлен на решение следующих основных проблем: принципы построения и выбора конструктивных схем гироскопа [3—8]; составление математических моделей и структурных схем [9—11]; исследование динамических характеристик и выбор методов их идентификации, включая метрологические аспекты испытаний [12—15]; методы подавления квадратурных и других видов помех [16, 17]; методы и перспективы измерения сверхмалых емкостей [18]; исследование нелинейностей и методов их подавления [19, 20]; основы построения и реализации технологических процессов изготовления [21]; перспективы разработки инерциальных блоков на основе ММГ [22—27].

В процессе теоретических исследований рассматривались различные частные вопросы, такие как влияние на характеристики ММГ анизотропии монокристаллического кремния и его кристаллографических направлений [28, 29], влияние вибраций при неравножесткости упругого подвеса [30], воздействие температурных и технологических факторов [31, 32] и пр.

Большой вклад в теорию и создание ММГ внесли Л. П. Несенюк, Л. А. Северов, А. М. Лестев, Д. П. Лукьянов, С. Г. Кучерков, В. М. Ачильдиев, А. П. Мезенцев. Теории ММГ и обобщению опыта их разработки посвящены монографии В. Э. Джашидова и В. М. Панкратова [33], А. С. Неаполитанского и Б. В. Хромова [34]. Особо следует отметить книгу

В. Я. Распопова [35], в которой представлено систематизированное изложение основ проектирования микромеханических приборов и принципов выбора их динамических характеристик.

Теоретические работы в этом направлении ведутся такими организациями, как ОАО „Раменское ПКБ“ (Раменское, Московская обл.), НИИ ПМ им. акад. В. И. Кузнецова (Москва), ЗАО „Гирооптика“ (Санкт-Петербург), ЦНИИ „Электроприбор“ (Санкт-Петербург), а также в университетах и институтах Москвы, Санкт-Петербурга, Тулы, Саратова и других городов России.

Благодаря усилиям отечественных ученых отставание в разработке ММГ было существенно сокращено и ключевым моментом стал вопрос реализации достигнутых теоретических достижений.

Этап реализации технических решений. В середине 90-х гг. ни одно из отечественных предприятий не имело всех необходимых технологических операций (особенно глубокого травления кремния на величину более 15 мкм) и полного цикла изготовления. Для поиска технологических решений ряд организаций обратились к помощи зарубежных компаний, другие пошли по пути развития собственных процессов, закупая необходимое оборудование, третьи использовали научно-технологический задел отечественных предприятий и учебных заведений, например, таких как заводы „Микрон“ и „Ангстрем“ (оба — Зеленоград), лаборатории микроэлектроники при Санкт-Петербургском государственном политехническом университете (СПбГПУ) и Московском государственном институте электронной техники (МИЭТ).

В зависимости от способа изготовления ММГ выполняются из неметаллических материалов — кварца, кремния, пьезокерамики, арсенида галлия и др. Методы технологии изготовления ММГ можно разделить на три основные группы: нанесение слоев различных материалов (осаждение, напыление, гальванические покрытия), удаление слоев материала (изотропное и анизотропное травление), модифицирование свойств материалов (засветка фоторезиста, борирование, оксидирование и т.д.). Большинство разработчиков сосредоточились на освоении более дешевой кремниевой технологии.

К особенностям микроэлектронной технологии изготовления ММГ следует отнести:

- планарность конструкций, при которой толщина подвижных конструктивных элементов значительно (в десятки раз) меньше длины и ширины;
- одинаковые допуски на все размеры в основной плоскости элемента, определяемые допуском минимального размера;
- невысокую относительную точность обработки, достигаемую микроэлектронной технологией (размеры упругих элементов планарных подвесов малы и составляют несколько десятков микрометров), и, таким образом, несмотря на погрешности формообразования менее 0,5 мкм, достижимая относительная точность (погрешность формообразования/размеры) составляет 10^{-2} — 10^{-3} ; для традиционного приборостроения может быть достигнута относительная точность 10^{-5} — 10^{-6} ;
- высокую автоматизацию производства, что позволяет производить крупносерийные изделия с низкой стоимостью;
- широкие возможности миниатюризации благодаря интеграции механических и электронных компонентов.

Размеры упругих элементов подвеса, изготавливаемых подобными технологическими методами, составляют десятки микрометров, а зазоры в подвижных структурах измеряются единицами микрометров. Например, в ЦНИИ „Электроприбор“ при заключении контракта с фирмой “TRONIC’S Microsystems” (Гренобль, Франция) на изготовление ММГ с электростатическими двигателями и емкостным датчиком были сформулированы следующие требования: объединение механической и электронной частей в объеме менее 1 см³; размеры упругих элементов примерно 10 мкм; толщина осциллятора 20—60 мкм; соотношение размеров при травлении (вертикальность стенок) 1:100; зазоры в конструкции 2 мкм; точность изготовле-

ния 0,1—0,2 мкм; шероховатость поверхности менее 0,02 мкм; чувствительность к перемещениям 10^{-4} мкм ($\sim 1 \text{ \AA}$); измерение емкости 1—2 пФ с точностью 0,1 фФ; добротность осциллятора более 10^4 ; вакуумирование внутренней полости 10^{-3} мм рт. ст.

Комплексное выполнение технологических требований изготовления ММГ, даже с использованием зарубежных технологий и оборудования, представляет собой довольно сложную проблему, на решение которой у различных отечественных организаций ушло от 5 до 10 лет упорной работы. При этом было апробировано большое количество технических решений, касающихся выбора методов травления [36], использования электромагнитных датчиков взамен электростатических [37], реализации вакуумированной или газонаполненной конструкции [37, 38], выбора технологии „кремний на стекле“ или „кремний на изоляторе“, разработки стендового и метрологического оборудования для испытаний полученных ММГ и других вопросов. При разработке ММГ в ЦНИИ „Электроприбор“ наиболее сложными проблемами было создание специализированной интегральной микросхемы (ASIC) для обработки выходного сигнала, а также отработка технологического процесса вакуумирования осциллятора на уровне кремниевой пластины, т.е. создание герметичного кристалла чувствительного элемента.

Этот период характеризуется большим количеством отечественных патентов, посвященных конкретным техническим особенностям реализации ММГ в производстве. При этом число публикаций, описывающих принятые и реализованные решения, заметно уменьшилось, что свидетельствовало либо о прекращении исследований в этой области, либо о готовности полученной продукции к выходу на рынок.

Этап коммерциализации продукции. Начиная с 2006 г. и по настоящее время отечественные компании, занимающиеся разработкой ММГ, вышли на этап создания коммерчески привлекательной продукции гражданского и оборонного назначения. Можно констатировать, что разработка первого поколения ММГ завершена и решаются задачи создания интегрированных систем навигации и управления движением.

Наибольшие усилия на этом этапе будут направлены на снижение стоимости продукции, повышение точности, уменьшение массогабаритных характеристик, расширение функциональных возможностей и условий эксплуатации. Стоимость ММГ, как и других компонентов микроэлектроники, обратно пропорциональна объему выпуска продукции. Для увеличения объема следует проводить работы по поиску потенциальных заказчиков и созданию отечественных ММГ, конкурентоспособных по своим характеристикам с зарубежными образцами. Следует отметить, что задача эта очень непростая, учитывая, что компания “InvenSense” (США) выпустила двух- и трехосевые ММГ с размерами $4 \times 4 \times 0,9$ мм для бытовой электроники и планирует довести стоимость до 1 долл. за ось.

Сведения о некоторых модификациях отечественных ММГ, разработанных российскими компаниями, приведены в таблице.

Производитель	Модификация	Габариты, мм	Диапазон измерения угловой скорости, °/с	Характеристика точности
ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“» (Санкт-Петербург)	ММГ-2	50×50×18	1000	Плотность шума 0,3 °/с/ $\sqrt{\text{Гц}}$
„Айсенс“ (iSense LLC) (Москва)	АИСТ-100	8×32 (плата электроники) Ø18,4×20,5 (по корпусу)	300	Стабильность нуля 20 °/ч
ОАО „Раменское ПКБ“ (Раменское)	ММГ	35×35×30	200	Случайная составляющая дрейфа 0,1 °/с
ОАО «НИИ „Элпа“» (Зеленоград)	МПГ-2	12,5×12,4×8,4	120	Порог чувствительности 0,02 °/с

Участие выпускников кафедры информационно-навигационных систем (ИНС). Многие выпускники кафедры ИНС Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики, которая является базовой при ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», в настоящее время работают на этом предприятии. Ряд выпускников занимаются разработкой ММГ и созданием систем на его основе: А. А. Унтилов (выпуск 2001 г.) защитил кандидатскую диссертацию по теме „Исследование и разработка упругого подвеса чувствительного элемента ММГ“ под руководством автора статьи; аспиранты Д. В. Розенцвейн и С. В. Багаева (оба — выпуск 2006 г.) подготовили к защите диссертации, касающиеся вопросов разработки ММГ с улучшенными характеристиками; аспирант А. П. Степанов (выпуск 2005 г.) под руководством профессора кафедры Г. И. Емельянцева работает над созданием и исследованием интегрированных систем на ММГ в отделе, руководимом Д. В. Волынским (выпуск 2002 г.). Это показывает значимый теоретический и практический вклад выпускников кафедры ИНС в разработку отечественных ММГ.

Исследования по рассматриваемой тематике выполнены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект 10-08-00153-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Пешехонов В. Г.* Микромеханические гироскопические приборы и задачи навигации // Гироскопия и навигация. 1996. № 3. С. 129.
2. *Пешехонов В. Г.* Проблемы и перспективы современной гироскопии // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43, № 1—2. С. 48—56.
3. *Северов Л. А.* и др. Микромеханические гироскопы: конструкции, характеристики, технологии, пути развития // Изв. вузов. Приборостроение. 1998. Т. 41, № 1—2. С. 57—73.
4. *Будкин В. Л.* и др. Разработка кремниевых датчиков первичной информации для систем навигации и управления // Гироскопия и навигация. 1998. № 3. С. 94—101.
5. *Ачильдиев В. М., Дрофа В. Н., Рублев В. М.* Микромеханический вибрационный гироскоп-акселерометр // Микросистемная техника. 2001. № 5. С. 8—10.
6. *Кучерков С. Г., Шадрин Ю. В.* К вопросу о выборе конструктивных параметров микромеханического кольцевого гироскопа вибрационного типа // Навигация и управление движением: Материалы III конф. молодых ученых. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2001. С. 94—101.
7. *Лукьянов Д. П.* и др. Микроакселерометры и микрогироскопы на ПАВ // Гироскопия и навигация. 2002. № 4. С. 41.
8. *Евстифеев М. И.* Проблемы проектирования и опыт разработки микромеханических гироскопов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 6. С. 70—76.
9. *Евстифеев М. И.* Упругие подвесы инерционных тел в точном приборостроении // Гироскопия и навигация. 2007. № 2. С. 63—76.
10. *Лестев А. М., Попова И. В.* Современное состояние теории и практических разработок микромеханических гироскопов // Гироскопия и навигация. 1998. № 3. С. 81—94.
11. *Харламов С. А.* О движениях микромеханического вибрационного гироскопа // Материалы IX Междунар. конф. по интегрированным системам. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2002. С. 210—212.
12. *Лестев А. М.* и др. Разработка и исследование микромеханического гироскопа // Гироскопия и навигация. 1999. № 2. С. 3—10.
13. *Северов Л. А.* и др. Информационные характеристики микромеханического вибрационного гироскопа // Гироскопия и навигация. 2003. № 1. С. 76—82.
14. *Кучерков С. Г.* и др. Использование вариации Аллана при исследовании характеристик микромеханических гироскопов // Гироскопия и навигация. 2003. № 2. С. 98—104.

15. *Распопов В. Я.* Зависимость динамических характеристик микромеханических гироскопов от стабильности режимов настройки // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48, № 8. С. 9—17.
16. *Беляева Т. А.* и др. Подавление квадратурной помехи в микромеханическом гироскопе RR-типа с помощью электродов, расположенных над зубцовой зоной // Гироскопия и навигация. 2008. № 1. С. 82—90.
17. *Андреева Т. А., Некрасов Я. А.* Система подавления квадратурной помехи в выходном сигнале микромеханического гироскопа // Навигация и управление движением: Материалы VII конф. молодых ученых. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2006. С. 175—181.
18. *Некрасов Я. А.* Методы повышения точности съема информации в микромеханических гироскопах: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб, 2007 [Электронный ресурс]: <<http://www.elektropribor.spb.ru/rufrset.html>>.
19. *Лестев М. А.* Нелинейный параметрический резонанс в динамике микромеханического гироскопа // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47, № 2. С. 36—42.
20. *Карелин А. П., Лестев М. А.* Влияние электростатической составляющей жесткости на динамику и погрешности микромеханического гироскопа // Аэрокосмические приборные технологии: Материалы III междунар. симпозиума. СПб: ГУАП. 2004. С. 285—287.
21. *Тимошенко С. П.* и др. Влияние пор и нанослоев на изгибную жесткость подвеса кремниевого чувствительного элемента МЭМС // Нано- и микросистемная техника. 2006. № 7. С. 11—16.
22. *Доронин В. П.* и др. Основные проблемы создания миниатюрного инерциального измерительного прибора на базе микромеханических чувствительных элементов // Гироскопия и навигация. 1996. № 4. С. 55.
23. *Мезенцев А. П.* и др. Основные проблемы создания инерциальных блоков на базе микромеханических гироскопов и акселерометров // Гироскопия и навигация. 1997. № 1. С. 7—15.
24. *Ачильдиев В. М.* и др. Система измерений геометрических параметров и качества покрытия дорожного полотна на основе инерциального блока БИ-210 // Микросистемная техника. 2001. № 8. С. 19—24.
25. *Мезенцев А. П., Фролов Е. Н., Клишкин М. Ю., Мезенцев О. А.* Среднеточная ИНС „АИСТ-320“ с кориолисовым вибрационным гироскопом „АИСТ-100“. Идеология и результаты разработки, производства и испытаний // Материалы XIV Санкт-Петербург. междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2007. С. 9—21.
26. *Попова И. В.* и др. Микромеханические датчики и системы. Практические результаты и перспективы развития // Гироскопия и навигация. 2006. № 1. С. 29—34.
27. *Пешехонов В. Г.* и др. Микромеханический гироскоп, разрабатываемый в ЦНИИ „Электроприбор“ // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 2. С. 29—31.
28. *Унтилов А. А.* Влияние анизотропии монокристаллического кремния на характеристики микромеханического гироскопа // Навигация и управление движением: Материалы VI конф. молодых ученых. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2005. С. 154—161.
29. *Распопов В. Я., Матвеев В. В.* Зависимость характеристик микромеханического гироскопа от ориентации упругих элементов на пластине монокристаллического кремния // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49, № 6. С. 61—66.
30. *Евстифеев М. И.* Погрешности микромеханического гироскопа на вибрирующем основании // Гироскопия и навигация. 2002. № 2. С. 19—25.
31. *Джашитов В. Э.* и др. Расчет температурных и технологических погрешностей микромеханических гироскопов // Микросистемная техника. 2001. № 3. С. 2—10.
32. *Евстифеев М. И., Унтилов А. А.* Требования к точности изготовления упругого подвеса микромеханического гироскопа // Гироскопия и навигация. 2003. № 2. С. 24—31.
33. *Джашитов В. Э., Панкратов В. М.* Математические модели теплового дрейфа гироскопических датчиков инерциальных систем / Под ред. В. Г. Пешехонова. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2001. 150 с.
34. *Неаполитанский А. С., Хромов Б. В.* Микромеханические вибрационные гироскопы. М.: Когито-центр, 2002. 122 с.
35. *Распопов В. Я.* Микромеханические приборы: Учеб. пособие. Тула: Гриф и К, 2004. 476 с.

36. *Козин С. А.* Технологии МЭМС в разработках интегральных датчиков механических параметров // Микросистемная техника. 2003. № 11. С. 10—14.
37. *Коновалов С. Ф.* и др. Двухкоординатный микромеханический ДУС с магнитоэлектрическими датчиками обратной связи по каналам возбуждения и измерения // Материалы XVII Санкт-Петербург. междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2010. С. 17—25.
38. *Кучерков С. Г.* Определение необходимой степени вакуумирования рабочей полости осциллятора микромеханического гироскопа // Гироскопия и навигация. 2002. № 1. С. 52—56.

Сведения об авторе

Михаил Илларионович Евстифеев — д-р техн. наук, профессор; ОАО Концерн «ЦНИИ „Электроприбор“», Санкт-Петербург, начальник отдела;
E-mail: evstifeevm@mail.ru

Рекомендована кафедрой
информационно-навигационных
систем СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 62.83.621.3

М. А. САДОВНИКОВ, В. С. ТОМАСОВ, В. А. ТОЛМАЧЕВ

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ КОНТРОЛЯ КОСМИЧЕСКОГО ПРОСТРАНСТВА

Приведены требования к точностным характеристикам систем наведения современных высокоточных оптических комплексов космического контроля и изложены основные проблемы, возникающие при реализации следящих электроприводов, их обеспечивающих. Освещены подходы к построению энергетических и информационных подсистем электроприводов.

Ключевые слова: оптические комплексы космического контроля, следящий электропривод, опорно-поворотное устройство телескопа.

Околоземное космическое пространство последние несколько десятков лет является областью активной космической деятельности России, США и Китая. Влияние этой деятельности на научный, технический, промышленный и военный потенциал государств непрерывно возрастает. Космические аппараты и обслуживающая их наземная инфраструктура обеспечивают космическую связь и предоставляют информацию для таких отраслей, как навигация, геодезия, метеоразведка, дистанционное зондирование Земли, картография, оптико-электронная и радиотехническая разведка наземных, морских, воздушных и космических объектов, а также для различных научных исследований. Информация о космической деятельности, в том числе в военных целях, о текущей и прогнозируемой обстановке в околоземном космическом пространстве представляет все большую ценность для принятия стратегических решений и проведения различных мероприятий военными и гражданскими организациями Российской Федерации.

Технической информационной системой, обеспечивающей получение объективных оперативных данных в интересах различных потребителей, является система контроля космического пространства РФ, привлекающая радиотехнические и оптико-электронные средства (принадлежащие различным ведомствам), в том числе оптико-электронные и лазерные средства из состава наземного комплекса управления отечественными космическими аппаратами.

Объектами наблюдения для системы контроля являются находящиеся в околоземном космическом пространстве искусственные спутники Земли, в том числе действующие иностранные и отечественные космические аппараты, выводящие ракетные блоки и транспортные космические корабли, а также находящийся в околоземном пространстве „космический мусор“.

Задачами контроля являются обнаружение космических объектов, контроль и прогнозирование их движения, распознавание типа и принадлежности обнаруженных объектов, оперативное выявление опасных событий в околоземном космическом пространстве, в том числе опасных сближений с объектами „космического мусора“.

Сложность решения подобного рода задач обусловлена большим количеством подлежащих контролю объектов (ориентировочно более 100 000 объектов с учетом малоразмерного „космического мусора“), большими размерами подлежащего контролю космического пространства (высоты полета от 120 до 120 000 км и наклона от 0 до 180°), разнообразием параметров объектов (размеры от долей сантиметра до десятков метров), сложностью движения объектов в околоземном космическом пространстве (вследствие влияния гравитационного поля Земли, торможения в верхних слоях атмосферы, маневрирования и т.п.) и высокими требованиями к точности и достоверности информации.

Исторически первыми средствами наблюдения за искусственными спутниками Земли являлись оптические (астрономические) инструменты. И в настоящее время наземные оптико-электронные средства (по традиции их часто называют оптическими телескопами) играют первостепенную роль при обнаружении и контроле космических объектов, особенно на больших удалениях. Несомненными и уникальными достоинствами оптических телескопов являются: возможность обнаружения удаленных объектов при солнечном или лазерном подсвете на фоне ночного или сумеречного неба, включая возможность их обнаружения в инфракрасном диапазоне длин волн; высокая точность определения угловых координат; возможность получения оптических изображений космических объектов и высокоточных фотометрических и спектрофотометрических измерений их оптического блеска [1].

Анализ [2] развития оптических телескопов показывает, что длительный период линейного роста суммарной площади зеркал действующих телескопов в начале 90-х годов прошлого столетия сменился ее экспоненциальным ростом. Новые поколения широкопольных и узкопольных телескопов с размерами зеркал от 10—20 см до 3 м и более обеспечивают гораздо лучшее качество изображений даже при обычных наблюдениях, не связанных с коррекцией влияния атмосферной турбулентности. В настоящее время качественными признаются наблюдения с угловым разрешением менее 0,5". Использование систем адаптивной оптики позволяет преодолеть „атмосферный барьер“ качества изображений и наблюдений.

Для управления угловым положением оптической оси в пространстве оптический телескоп устанавливается в опорно-поворотное устройство (ОПУ), имеющее, как правило, несколько осей вращения. Создание таких ОПУ и систем управления ими — одна из самых сложных задач современного прецизионного приборостроения. Дело в том, что ОПУ и системы электромеханического управления, решающие задачу совмещения оптической оси телескопа с линией визирования наблюдаемого движущегося объекта или задачу пространственной стабилизации поля зрения телескопа и оптического изображения в его фокальной плоскости, должны обеспечивать уникально высокое качество наведения.

В задачах, требующих обнаружения объектов с предельно слабым блеском, для обеспечения длительных экспозиций (от единиц секунд до нескольких минут) точность удержания оптической оси в пространстве должна превышать 0,5" в течение времени экспозиции. В задачах сопровождения движущихся космических объектов часто требуется, чтобы динамическая погрешность сопровождения не превышала 1" при скоростях смещения объекта от единиц угловых секунд в секунду до 10 °/с и более. В задачах наведения предельно узких лазерных пучков (при локациях навигационных и геодезических космических аппаратов, а также Луны и дальних космических аппаратов) требуется абсолютная, по отношению к используемой системе координат, точность наведения не хуже нескольких угловых секунд, поддерживаемая в течение всего сеанса наблюдения (от нескольких сотен секунд до нескольких десятков минут). В задачах получения высокоразрешающих оптических изображений требуется достаточно длительное удержание объекта наблюдения в пределах изопланатического угла, величина которого в видимом диапазоне длин волн обычно не превышает 5".

Указанное качество наведения должно быть обеспечено при вращающихся массах, составляющих от нескольких десятков килограмм до нескольких десятков тонн, при наличии

возмущающих неравномерных моментов от сил вязкого и сухого трения, в том числе в подшипниковых узлах и кабельном переходе, переменных (зубцовых) моментов электродвигателя, ветровых и динамических нагрузок и с учетом конечной жесткости конструкции ОПУ и его резонансных частот.

В связи с вышеизложенным к основным проблемам, возникающим при создании следящих электроприводов комплексов высокоточных оптических измерений, относятся:

— необходимость обеспечения широкого диапазона (до 18 000) скоростей слежения при малых значениях среднеквадратичных ошибок (1—2");

— необходимость обеспечения плавного движения оптической оси комплекса при инфранизких скоростях слежения (до единиц угловых секунд в секунду) в условиях нежесткости конструкции ОПУ и возможности возникновения механического резонанса на частотах от единиц до нескольких десятков герц;

— неполное соответствие реальных параметров механики осей ОПУ расчетным значениям (которые представляются разработчиками устройства), что не позволяет оперировать достоверной моделью ОПУ на этапе проектирования системы управления.

Таким образом, основные функциональные характеристики комплексов в значительной степени определяются необходимой точностью слежения за наблюдаемыми объектами. Как было отмечено выше, в решении подобных задач важную роль играет конструктивное исполнение всех элементов измерительного телескопа и, в первую очередь, его опорно-поворотного устройства, которое представляется в процессе моделирования и проектирования электроприводов, как правило, двухмассовым механизмом. Угловая частота резонанса этого механизма, вызванная крутильными деформациями [3], в конечном итоге определяет полосу пропускания частот контуров регулирования системы управления и, как следствие, ее быстродействие.

В этих условиях именно на цифровой следящий электропривод возлагается задача компенсировать все возможные несовершенства конструкции механических узлов телескопа и его кабельного перехода, а также обеспечить заданную точность при относительно невысоком быстродействии системы, обусловленном низкой резонансной частотой осей ОПУ. При этом силовые приводы измерительных телескопов таких комплексов необходимо проектировать с учетом дискретности протекания электромагнитных и электромеханических процессов, нелинейностей, упругих связей, сил трения, возмущающих воздействий со стороны подшипников и кабельного перехода, значительно усложняющих процессы управления [4].

Кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем (ЭТ и ПЭМС) Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики (СПбГУ ИТМО) более 25 лет по заказу предприятий и организаций Российского космического агентства занимается исследованиями, проектированием и вводом в эксплуатацию систем прецизионного электропривода для информационно-измерительных систем ракетно-космической техники, уникальных оптических комплексов наблюдения космического пространства и Российской сети лазерных станций.

Структурно комплексы высокоточных оптических измерений содержат двухканальные (по азимуту и углу места) энергетические и информационные подсистемы [4—6].

Энергетическая подсистема (ЭП) включает в себя силовые цепи первичного источника питания, полупроводникового и электромеханического преобразователей и обеспечивает протекание процессов электромеханического преобразования энергии. ЭП определяет предельно достижимые динамические характеристики электроприводов комплекса (максимальные скорости и ускорения следящих осей) и, в значительной степени, массогабаритные показатели систем управления [5]. При этом следует иметь в виду, что в электроприводах, работающих на нагрузку с упругими связями, к энергоподсистеме предъявляются требования по достижению больших значений ускорения в целях демпфирования колебаний [3, 6].

В качестве электромеханического преобразователя в последних разработках кафедры используются синхронные машины с постоянными магнитами на роторе, которые характеризуются большим значением отношения вращающего момента к моменту инерции ротора, определяющего предельное быстродействие машины.

Для управления вентильными двигателями во всех проектах кафедры применяются автономные инверторы напряжения с широтно-импульсной модуляцией [4—6] на интеллектуальных силовых модулях, которые представляют собой интегрированные силовые устройства со схемами управления и защиты.

Информационная подсистема обеспечивает сбор информации, поступающей от датчиков обратных связей, реализацию цифровых контуров регулирования переменных координат системы, выработку сигналов управления силовыми преобразователями, оперативную диагностику и обработку аварийных ситуаций, связь с компьютером верхнего уровня иерархии.

В качестве датчиков положения оси инструмента в современных системах чаще всего используются высокоточные оптические энкодеры, обеспечивающие точность определения положения на уровне 0,01—0,05". Ведущие фирмы-производители подобных датчиков оснащают свои изделия специализированными высокоскоростными последовательными интерфейсами. В качестве примера можно привести интерфейс EnDat (фирма "Heidenhain", Германия) и интерфейс BISS (фирма "Renishaw", Великобритания), обеспечивающие передачу информации со скоростью до 10 Мбит/с с аппаратной реализацией командного протокола обмена информацией и контроля ее достоверности. Однако на сегодняшний день не существует серийно выпускаемых микроконтроллеров со встроенными интерфейсами подобного типа. Поэтому данные интерфейсы приходится реализовывать с использованием программируемых логических матриц

При создании крупногабаритных прецизионных систем стандартной практикой является установка нескольких (от двух до четырех) датчиков положения на каждой оси инструмента. Это позволяет учесть механическую нежесткость конструкции и скомпенсировать геометрические погрешности установки датчиков и других элементов системы. В этом случае информационная подсистема должна обладать соответствующим количеством интерфейсов для параллельной обработки информации со всех датчиков.

Для обеспечения требуемых точностных и динамических характеристик в подобных системах реализуются прямые цифровые регуляторы и цифровые фильтры до 10-го порядка. При этом частота дискретизации составляет десятки кГц. Указанные условия требуют применения в качестве вычислительных устройств высокопроизводительных сигнальных процессоров с плавающей точкой, обладающих вычислительной производительностью до 300 млн инструкций в секунду. В особо критических случаях, где требуется распараллеливание вычислений, часть вычислительного алгоритма приходится реализовывать аппаратно с помощью программируемых логических матриц.

Процедуры настройки и подбора параметров регуляторов в сложных прецизионных системах управления без предварительного детального моделирования системы затруднены. Существующие в настоящее время программные пакеты (такие, как MatLab) позволяют построить детальные модели механической и электрической частей системы, выбрать оптимальную структуру и настройку регуляторов. Однако при переходе от модели к реальной системе зачастую возникают проблемы, связанные с неполной идентичностью модели реальному объекту регулирования и различной точностью реализации вычислительных алгоритмов на модели и в реальном управляющем устройстве. Для решения данных проблем была разработана специальная технология отладки и настройки реальных объектов с помощью пакета MatLab, включающего процедуру экспресс-идентификации [7], созданы специальный драйвер и протокол, позволяющие непосредственно в пакете MatLab осуществлять управление реальным оборудованием. Были также разработаны вычислительные алгоритмы базовых

управляющих функций, позволяющие осуществлять перенос параметров регуляторов из модели в реальную систему, при котором обеспечивается повторяемость результатов работы модели и реального объекта.

Для связи с компьютером верхнего уровня оптимальным представляется использование CAN-интерфейса, который адаптирован для работы в системах реального времени и гарантирует минимальное время доставки пакета информации в отличие от других последовательных многоточечных интерфейсов. С помощью такого интерфейса удастся обеспечить выдачу целеуказаний по траектории движения космического аппарата с частотой дискретизации до нескольких килогерц, которая является вполне достаточной с учетом полосы пропускания современных оптических систем слежения (от единиц до десятков герц).

Для управления силовыми преобразователями энергии информационная подсистема должна вырабатывать многофазные широтно-модулированные сигналы, подаваемые на управляющие входы энергетической подсистемы. Для этого в информационной подсистеме должны присутствовать многофазные широтно-импульсные модуляторы. В некоторых прецизионных оптических системах в целях повышения надежности для управления осями используются секционированные двигатели, что обуславливает необходимость управления каждой секцией двигателя от отдельного силового преобразователя [8, 9]. Для обеспечения этой возможности требуется параллельная реализация контуров регулирования токов отдельных секций с выработкой широтно-импульсных сигналов управления силовыми преобразователями каждой из секций. Это накладывает дополнительные требования к вычислительной производительности информационной подсистемы и, соответственно, к выбору количества интегрированных в нее многофазных широтно-импульсных модуляторов.

Резюмируя вышесказанное, можно сделать вывод, что реализация информационной подсистемы целесообразна на основе комбинации высокопроизводительного цифрового сигнального процессора с плавающей точкой и программируемой логической матрицы объемом до 10 000 логических ячеек. При этом цифровой сигнальный процессор выполняет основные функции цифрового регулирования, тогда как на программируемой логической матрице реализуются вычислительные функции, специфические интерфейсы с датчиками положения и широтно-импульсные модуляторы.

На базе вышеизложенных решений по проектированию энергетических и информационных подсистем в последние годы на кафедре ЭТ и ПЭМС СПбГУ ИТМО были разработаны и сданы в эксплуатацию десятки прецизионных следящих систем с максимальными моментами на исполнительных осях от 5 до 5000 Нм с точностью наведения и сопровождения объектов не хуже 1—2".

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шаргородский В. Д., Новиков С. Б., Гришин Е. А. и др. Новая аппаратура для высокоточных наблюдений космических объектов: первые результаты измерений и перспективы развития Алтайского оптико-лазерного центра // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. № 7.
2. Терещук В. Ю. Современные оптические телескопы. М.: Физматлит, 2005.
3. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб: Энергоатомиздат, 1992.
4. Сеницын В. А., Толмачев В. А., Томасов В. С. Системы управления комплексом позиционирования и слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 22—27.
5. Глазко Т. А., Томасов В. С. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении // Там же. 1996. Т. 39, № 3. С. 5—10.
6. Сеницын В. А., Томасов В. С. Энергоподсистемы следящих электроприводов измерительных телескопов // Там же. 2008. Т. 51, № 6. С. 12—17.

7. Ильина А. Г. Параметрическая идентификация вентильного электропривода азимутальной оси телескопа траекторных измерений // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2010. Вып. 68. С. 33—38.
8. Томасов В. С., Овчинников И. Е., Егоров А. В. Энергоподсистема большого алтайского телескопа траекторных измерений // Изв. Тульского гос. ун-та. 2010. Вып. 3; Ч. 3. С. 216—222.
9. Овчинников И. Е., Егоров А. В. Компенсация радиальных электромагнитных сил вентильного двигателя, вызванных несимметрией статорной обмотки // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2010. Вып. 5. С. 52—58.

Сведения об авторах

- Михаил Алексеевич Садовников** — д-р техн. наук; ОАО «Научно-производственная корпорация „Системы прецизионного приборостроения“», Москва; зам генерального конструктора; E-mail: msadovnikov@gmail.com
- Валентин Сергеевич Томасов** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; E-mail: tomasov@ets.ifmo.ru
- Валерий Александрович Толмачев** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; E-mail: tolmachev@ets.ifmo.ru

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

УДК 681.587.73

А. Г. ИЛЬИНА, С. Ю. ЛОВЛИН, С. А. ТУШЕВ

СИНТЕЗ ЛКГ-РЕГУЛЯТОРА ПРЕЦИЗИОННОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ОСИ ТЕЛЕСКОПА ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Приведена методика синтеза линейно-квадратичного гауссова регулятора прецизионного электропривода азимутальной оси опытного образца опорно-поворотного устройства телескопа траекторных измерений. Применение такого регулятора в системе управления обеспечивает улучшение точностных характеристик электропривода за счет робастности системы к шуму состояния конструкции телескопа.

Ключевые слова: робастное регулирование, ЛКГ-регулятор, прецизионный следящий электропривод.

Создание моментных электросиловых приводов — одно из основных направлений исследований на кафедре электротехники и прецизионных электромеханических систем (ЭТ и ПЭМС) Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики (СПбГУ ИТМО), являющегося с 2000 г. головным предприятием Российского космического агентства. Моментные электросиловые приводы применяются в информационно-измерительных системах ракетно-космической техники, в уникальных оптических комплексах контроля космического пространства, Российской сети лазерных станций. Основными особенностями разрабатываемых моментных электросиловых приводов являются [1, 2]:

— широкий диапазон скоростей слежения при малых значениях среднеквадратичных ошибок (СКО) наведения;

— инфранизкие скорости движения оптических осей телескопов траекторных измерений (ТТИ) (единицы угловых секунд в секунду);

— использование уникальных прецизионных датчиков координат;

— жесткость конструкции осей опорно-поворотного устройства (ОПУ) ТТИ и, как следствие, возникновение механического резонанса, вызываемое крутильными деформациями осей ОПУ, на частотах от единиц герц.

Комплексы высокоточных оптических измерений, в системах управления которых используются прецизионные электроприводы, разрабатываемые на кафедре ЭТ и ПЭМС, предназначены для преобразования кодов задания траектории движения оптической оси телескопов в углы поворота следящих осей, чаще всего по двум координатам — углу места и азимуту.

На результирующую точность работы системы в дополнение к нелинейностям, вносимым несовершенством аппаратных решений, и внешним возмущениям сильное влияние оказывают частотные характеристики конструкции ОПУ. Жесткость конструкции, кроме ограничения полосы пропускания системы автоматического регулирования (САР), приводит к появлению в работающем оптическом комплексе так называемого шума состояния — помех, представляющих собой суперпозицию вибраций ОПУ на собственных частотах. В больших телескопах шум состояния может достигать значительных амплитуд и приводить к существенному ухудшению точностных показателей работы электропривода — от удвоения СКО слежения до увеличения ее на порядок, в зависимости от конструктивных особенностей соответствующего ОПУ. В замкнутых системах управления компенсации внутреннего возмущающего воздействия препятствуют относительно низкое быстродействие систем, определяемое частотой механического резонанса, а также слабая эффективность отработки сигналов ошибок гармонической природы интегральными и дифференциальными каналами регуляторов.

В рамках вышеизложенного в настоящее время является актуальной задача синтеза системы регулирования, характеризующейся пониженной чувствительностью к влиянию шума состояния объекта управления и потому способной обеспечить более высокую точность движения оптической оси.

В настоящей статье рассматриваются проблемы проектирования и реализации на опытном образце ОПУ ТТИ (разработки ОАО «Научно-производственная корпорация „Системы прецизионного приборостроения“», Москва) системы регулирования, обладающей робастными свойствами к нежелательному воздействию упругих колебаний конструкции ОПУ.

Предлагаемое усовершенствование подчиненной структуры следящего электропривода, позволяющее обеспечить улучшение его точностных свойств за счет учета реальных конструктивных свойств нагрузки, заключается в следующем (рис. 2):

— на основе точной математической модели объекта управления, реализованной в модальной системе координат, базисом которой служат собственные частоты и моды колебаний объекта [3], осуществляется синтез наблюдателя колебаний конструкции ОПУ ТТИ на собственных частотах;

— отдельные сигналы, характеризующие возмущения, вызываемые собственными колебаниями конструкции ОПУ, и поступающие от наблюдателя после умножения на матрицу коэффициентов линейно-квадратичного гауссова (ЛКГ) регулятора, подаются на управляющий вход объекта управления в противофазе.

В результате применения такого алгоритма в подчиненной структуре САУ в управляющем сигнале содержатся гармонические составляющие, приводящие к уменьшению воздействия нежелательных внутренних вибраций конструкции на выходную координату ОПУ.

Рассмотрим объект управления, математическая модель которого характеризуется следующими соотношениями:

$$\dot{x} = Ax + Bu + v; \quad y = Cx + w, \quad (1)$$

где x — вектор состояний объекта управления; u — управляющий входной сигнал; y — выходная координата объекта управления (скорость вращения оси ОПУ ТТИ); A — матрица

состояний, B — матрица управления, C — выходная матрица, v — шум состояния, w — шум измерения.

Точная математическая модель электропривода, учитывающая частотные свойства его нагрузки и оперирующая сигналами колебаний конструкции на собственных частотах, с применением современных информационных технологий может быть легко реализована [4].

На рис. 1 представлены графики амплитудно-частотной характеристики ($A(f)$) колебаний конструкции опытного образца ОПУ ТТИ и его математической модели, полученной с помощью непараметрической идентификации в среде MatLab/System Identification Toolbox.

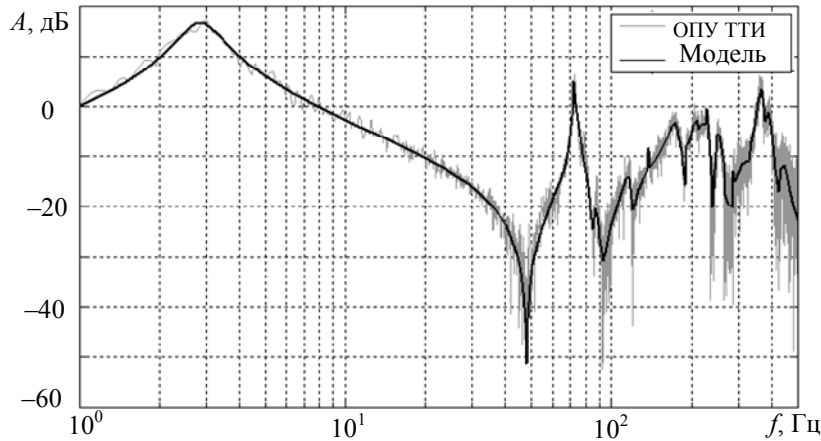


Рис. 1

Алгебраическое уравнение Риккати для наблюдателя объекта (1) имеет следующий вид:

$$AS_e + S_e A^T - S_e C^T C S_e + V = 0, \tag{2}$$

где V — ковариационная матрица шума состояния модели, S_e — искомое решение уравнения.

Матрица коэффициентов фильтра определяется как

$$K_e = S_e C^T. \tag{3}$$

Решение алгебраического уравнения Риккати для наблюдателя позволяет определить коэффициенты матрицы K_e и реализовать наблюдатель колебаний конструкции на собственных частотах.

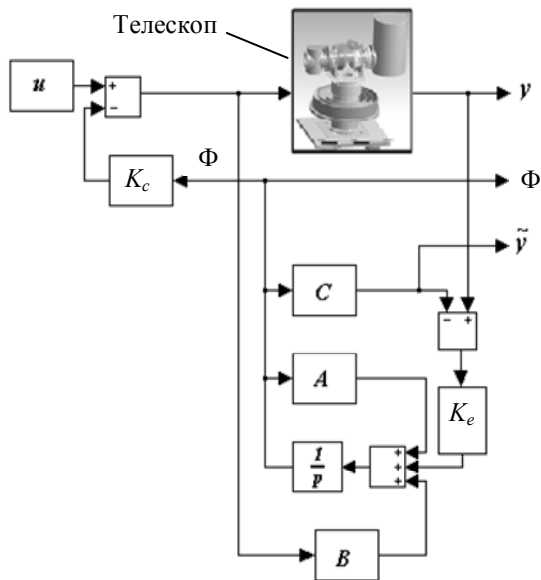


Рис. 2

Схема ЛКГ-регулятора ОПУ ТТИ, реализованного на базе наблюдателя колебаний конструкции на собственных частотах приведена на рис. 2, где p — оператор Лапласа, \tilde{y} — наблюдаемый сигнал выходной координаты объекта, Φ — наблюдаемые сигналы колебаний конструкции, K_c — матрица коэффициентов ЛКГ-регулятора.

Полезными сигналами наблюдателя являются сигналы Φ колебаний конструкции ОПУ ТТИ на собственных частотах. Будучи поданными на управляющий вход объекта в противофазе (после предварительного умножения на матрицу K_c), они будут компенсировать возмущения, вызванные соответствующими колебаниями установки (см. рис. 2).

Матрица K_c ЛКГ-регулятора представляет собой столбец пропорциональных коэффициентов и вычисляется с использованием алгебраического уравнения Риккати для регулятора:

$$AS_c + S_c A^T - S_c B B^T S_c + Q = 0, \quad (4)$$

где матрица Q задается разработчиком в процессе настройки ЛКГ-регулятора, S_c — искомое решение уравнения.

Матрица коэффициентов ЛКГ-регулятора определяется согласно выражению

$$K_c = B^T S_c. \quad (5)$$

Рассмотрим способ [5] настройки ЛКГ-регулятора на модели электропривода, реализованной в среде MatLab/Simulink.

Математическая модель ОПУ ТТИ `model_speed.mat`, полученная с помощью идентификации, замкнутая на наблюдатель колебаний этой модели на собственных частотах и ЛКГ-регулятор, представлена на рис. 3. Так как наблюдатель при реализации характеризуется ограниченной точностью, при моделировании его порядок был снижен по отношению к порядку математической модели: `model_speed.mat` представляет собой систему уравнений вида (1) сорокового порядка (содержит 40 уравнений), тогда как система уравнений наблюдателя содержит 20 уравнений.

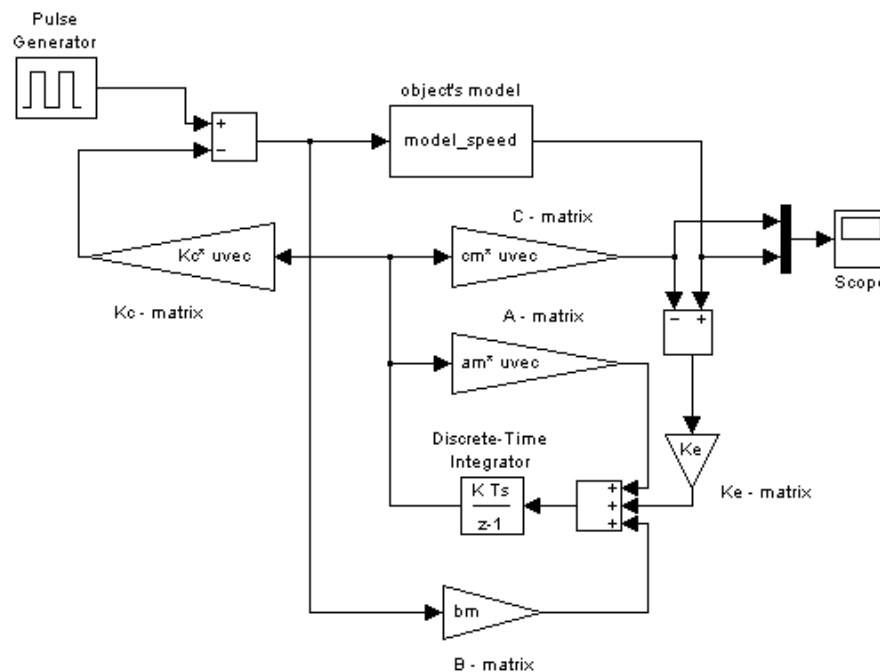


Рис. 3.

Настройка ЛКГ-регулятора осуществлялась при пошаговом мониторинге амплитудно-частотной характеристики модели с ЛКГ-регулятором: от выхода генератора импульсов (Pulse Generator, см. рис. 3) до выхода модели объекта регулирования (`model_speed`, см. рис.3). Последовательным подбором коэффициентов матрицы Q в уравнении (4) производилась коррекция частотных характеристик объекта, замкнутого на регулятор, что продемонстрировано на рис. 4, *a*, где для модели `model_speed.mat` получены графики, обозначенные как ОПУ при нулевых значениях матрицы Q , и обозначенные как ОПУ+ЛКГ, — при следующих значениях Q :

$$Q = [0 \ 1,2 \ 0 \ 1,2 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0,8 \ 0 \ 0,4 \ 0 \ 0,7 \ 0 \ 0,6 \ 0 \ 0,13 \ 0 \ 0,8 \ 0 \ 0,8].$$

На рис. 4, *a* представлены также графики $\omega(t)$, характеризующие реакцию модели на входное ступенчатое воздействие, и графики ее импульсной характеристики. Аналогичные графики, построенные по данным, полученным с использованием опытного образца ОПУ ТТИ, приведены на рис. 4, *b—d*.

Как показывает анализ представленных экспериментальных кривых (см. рис. 4, *b, в, d*), применение ЛКГ-регулятора шума состояния конструкции при сохранении полосы пропускания

объекта управления позволяет уменьшить шумовую составляющую в выходном сигнале, что отражает полученная импульсная характеристика (см. рис. 4, в), а также снизить колебательность объекта управления, что видно по изменившемуся характеру реакции объекта на ступенчатое воздействие (см. рис. 4, д).

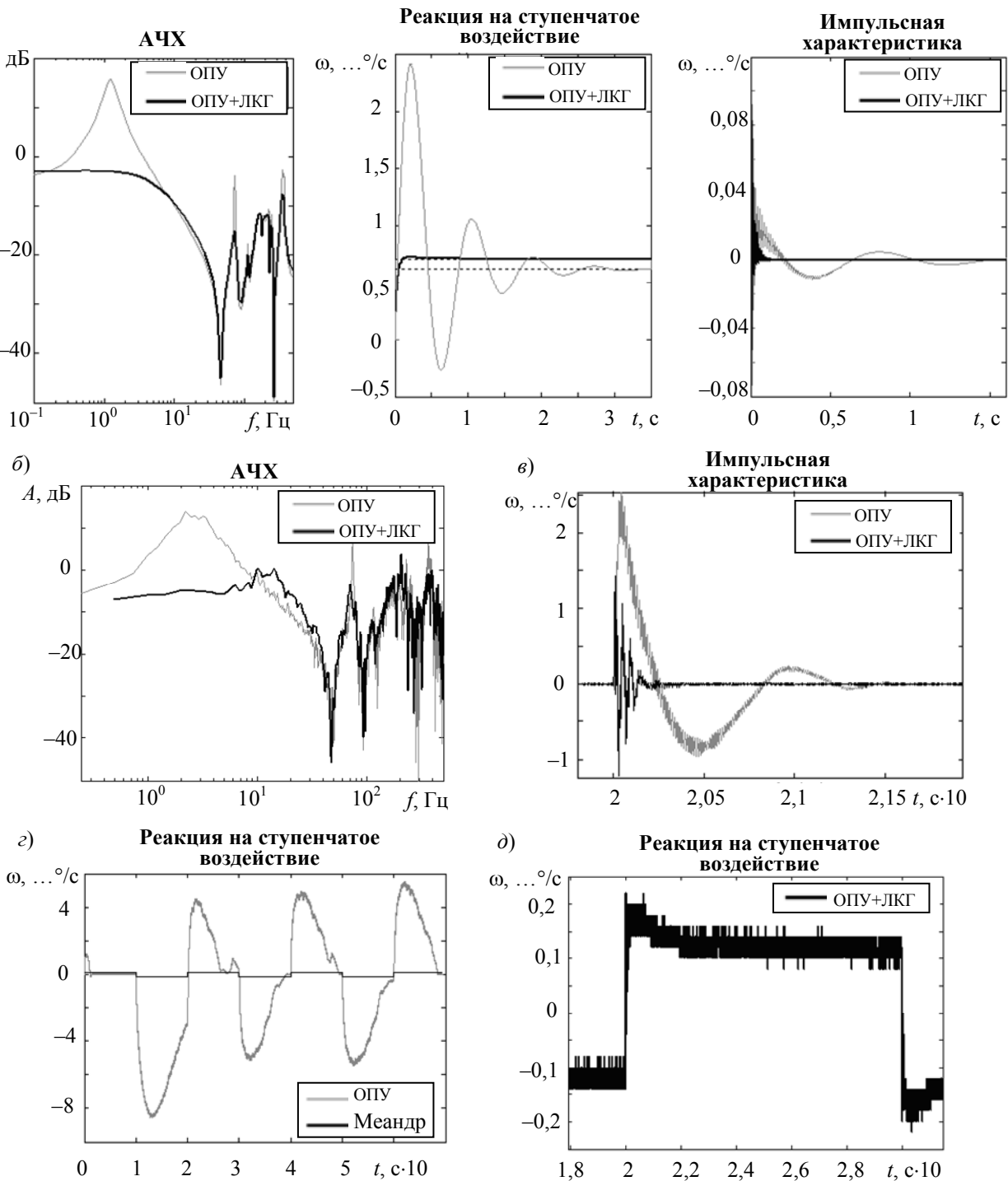


Рис. 4

Достигнутое улучшение частотных свойств объекта управления и последующий синтез подчиненной системы регулирования следящего электропривода оси позволяют повысить точностные характеристики движения оси телескопа за счет уменьшения СКО слежения на всех скоростях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синуцын В. А., Толмачев В. А., Томасов В. С. Системы управления комплексом позиционирования и слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 22—27.
2. Глазенко Т. А., Томасов В. С. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении // Там же. 1996. Т. 39, № 3. С. 5—10.
3. Тимошенко С. П., Янг Д. Х., Уивер У. Теория колебаний в инженерном деле. М.: Машиностроение, 1985. 472 с.
4. Ljung L. System Identification Toolbox 7 User's Guide [Электронный ресурс]: <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/pdf_doc/ident/ident.pdf>.
5. Gawronski W. K. Dynamics and Control of Structures: A Modal Approach. N.Y.: Springer-Verlag Inc., 1998. 352 с.

Сведения об авторах

- Аглая Геннадьевна Ильина** — Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; научный сотрудник;
E-mail: dvanoska@mail.ru
- Сергей Юрьевич Ловлин** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем
- Сергей Александрович Тушев** — студент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

УДК 62-892

И. Е. Овчинников, А. В. Егоров

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОВОРОТНОЙ ПЛАТФОРМЫ ТЕЛЕСКОПА

Предложена математическая модель дискового вентильного двигателя поворотной платформы телескопа. Особенность двигателя заключается в разделении трехфазной статорной обмотки на три неравные трехфазные системы, которые запитываются от отдельных инверторов и взаимодействуют с общим дисковым многополюсным ротором. Исследуется влияние несимметрии статорных обмоток на статические характеристики двигателя.

Ключевые слова: вентильный двигатель, сегментированная (разделенная) статорная обмотка, элементарный момент, статорная катушка.

Применение непосредственного привода с вентильным двигателем (ВД) в приводе поворотной платформы было исследовано в работе [1], где рассматривались упрощенная математическая модель, не в полной мере учитывающая электромагнитные процессы [2], а статор имел только одну трехфазную обмотку.

В настоящей статье анализируются статические характеристики двигателя, в котором в целях увеличения надежности всей системы дисковый беззубцовый статор разделен на три отдельные зоны. При этом каждая зона содержит собственную трехфазную обмотку, питание которой осуществляется от отдельного инвертора. Все инверторы управляются от общего датчика положения ротора, формирующего сигнал, который вырабатывает напряжение синусоидального питания фаз двигателя. Такой принцип позволяет в случае внезапного отказа одной или даже двух

независимых статорных цепей легко исключать их из рабочего режима, обеспечивая функционирование системы наведения телескопа с помощью двух или одной из оставшихся систем.

Общая схема беззубцового дискового ВД с постоянными магнитами (ПМ) показана на рис. 1, а. Дисковый диэлектрический статор 1 содержит три системы трехфазных обмоток, выполненных для большого числа пар полюсов и состоящих из сосредоточенных неперекрещивающихся катушек. Статор, в котором отсутствуют элементы, выполненные из электротехнической стали, прикрепляется к неподвижной станине 7 всего устройства; ротор 2 состоит из двух наружных дисков с постоянными магнитами 3 из редкоземельного материала. Статор 1 с обмотками помещен в кольцевом зазоре между магнитами 3. Диски ротора 2 выполнены из стали и служат внешним магнитопроводом. Дисковый ротор непосредственно передает момент на поворотную тумбу 4, опорами которой служат подпятник 5 и радиальный подшипник 6. Опоры могут быть выполнены с использованием либо подшипников скольжения, либо магнитного или воздушного подвеса.

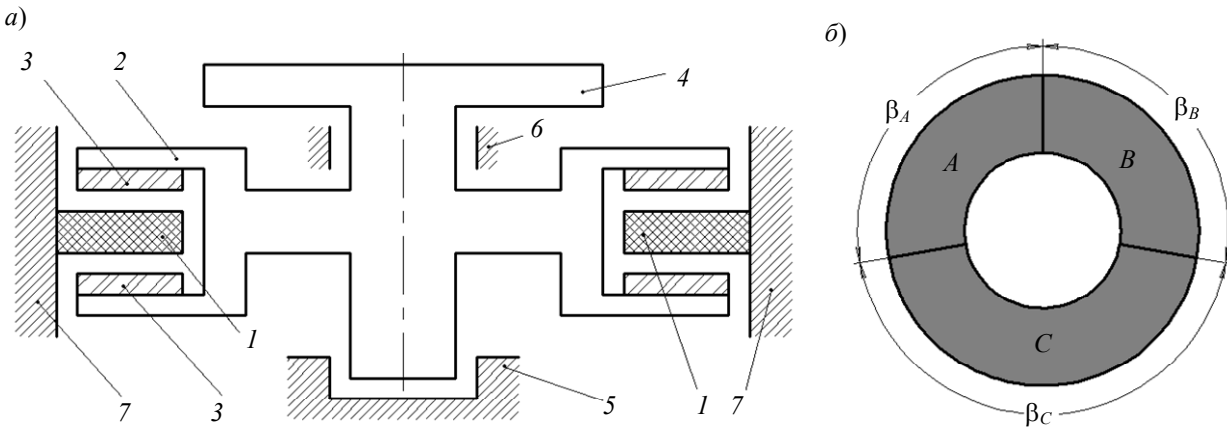


Рис. 1

На рис. 1, б условно показана схема дискового статора, разделенного на три сектора (зоны) A , B и C , каждый из которых содержит свою трехфазную обмотку. Особенность рассматриваемой конструкции состоит в том, что в силу технических и конструктивных причин зоны A , B и C имеют разный угловой размер β : положим, что $\beta_A = \beta_B \neq \beta_C$, причем $\beta_C > \beta_A$.

Структурная схема системы вентильных двигателей представлена на рис. 2, а, где И(К) — инвертор (коммутатор), ДПР — датчик положения ротора. Фазная обмотка каждой трехфазной системы, расположенной в зонах A , B , C , подсоединена к отдельному инвертору, выполненному на четырех биполярных транзисторах с изолированным затвором (IGBT) и четырех обратных диодах (рис. 2, б).

Все три блока обмоток A , B и C могут управляться от единой системы управления (СУ), к которой они подключены.

Рассмотрим, к чему приводит несимметрия системы A , B и C . Поскольку, как говорилось выше, угловой размер сектора β_C больше чем аналогичный размер зон A и B , то и число катушек (секций) обмотки, входящих в зону C , будет больше чем аналогичный показатель для зон A и B . В то же время все катушки (секции) обмотки, принадлежащие зонам A , B и C , совершенно одинаковые. Обозначая число катушек в фазе как N , а число витков фаз — как w_1 , можем записать

$$\frac{N_C}{N_A} = \frac{N_C}{N_B} = \frac{w_{1C}}{w_{1A}} = \frac{w_{1C}}{w_{1B}} = \alpha_C > 1, \quad (1)$$

где α_C — коэффициент несимметрии фаз.

Активное сопротивление фазы

$$R_1 = \rho l_{\text{ср}} w_1 / q_M, \quad (2)$$

где ρ — удельное сопротивление меди, Ом·м; l_{cp} — средняя длина витка катушки, м; q_m — сечение медного проводника, м².

Значение пускового момента, создаваемого каждым сектором с трехфазной обмоткой, питаемой синусоидальным током I_{II} [2], определяется как

$$M_{II} = pk_{01}w_1\Phi I_{II} = pk_{01}w_1\Phi \frac{U_m}{R_1} = pk_{01} \frac{U_m \Phi q_m}{l_{cp}\rho}, \quad (3)$$

здесь p — число пар полюсов ротора, k_{01} — обмоточный коэффициент фазы, Φ — поток, создаваемый постоянными магнитами и приходящийся на одну пару полюсов, U_m — амплитуда фазного напряжения.

Таким образом, пусковой момент при заданном сечении медного проводника и средней длине витка катушки не зависит от числа катушек (или числа витков w_1), входящих в фазу двигателя, и для обмоток зон A , B и C будет одинаков.

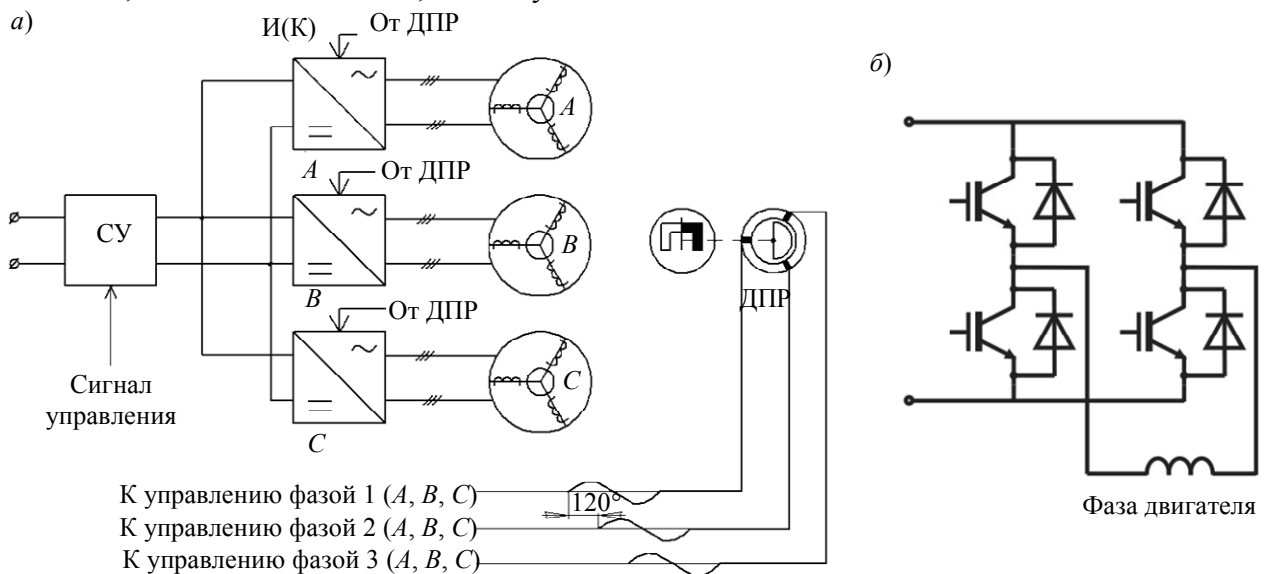


Рис. 2

Другой вывод относится к скорости идеального холостого хода двигателя. Так, в случае отсутствия момента нагрузки на валу скорость идеального холостого хода будет определяться равенством амплитуды приложенного фазного напряжения U_m и амплитуды противоЭДС вращения E_m .

Но $E_m = pk_{01}w_1\Phi\Omega$ (где Ω — угловая скорость ротора), отсюда угловая скорость идеального холостого хода двигателя для разного количества чисел витков фаз, принадлежащих зонам A , B и C , определяется как

$$(\Omega_{x.x})_C = \frac{U_m}{pk_{01}w_{1C}\Phi}, \quad (\Omega_{x.x})_{A,B} = \frac{U_m}{pk_{01}w_{1A}\Phi}, \quad \frac{(\Omega_{x.x})_C}{(\Omega_{x.x})_{A,B}} = \frac{1}{\alpha_C}. \quad (4)$$

Скорость холостого хода двигателя со статором в зоне C будет меньше, чем для зон A и B , поскольку согласно формуле (1) $w_{1C} > w_{1A,B}$.

Здесь и далее совокупность независимой трехфазной обмотки, размещенной в каком-либо из секторов статора A , B или C , и дискового ротора с постоянными магнитами будем называть элементарными двигателями или просто двигателями с указанием, в каком сегменте статора расположена обмотка. Использование этого названия вполне допустимо, так как принцип действия и назначение каждого такого элементарного двигателя не отличаются от аналогичных характеристик исходного двигателя, статорную обмотку которого предлагается

секционировать, а при совместной работе элементарных двигателей действительны все особенности, присущие многодвигательным системам.

Таким образом, вид механических характеристик двигателей A , B и C , работающих на один общий вал (с общим ротором), а значит, имеющих одинаковую скорость Ω , будет соответствовать графику, представленному на рис. 3.

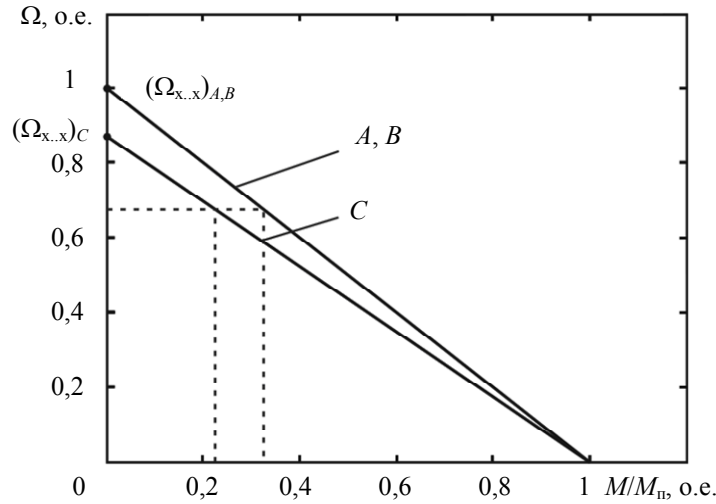


Рис. 3

Характеристики представлены в относительных единицах, за базовые величины приняты скорость холостого хода и пусковой момент двигателя с обмоткой в зоне A . Анализ рисунка показывает, что для любого значения скорости Ω двигатель, принадлежащий зоне C , будет создавать меньший вращающий момент, чем два других, имеющих одинаковое количество витков обмотки и геометрию расположения в зонах A и B .

Оценим индуктивность фаз двигателей зон A , B и C . Каждая фаза двигателя состоит из одинаковых последовательно соединенных катушек с числом витков w_k . Следовательно, собственная индуктивность фазы может быть оценена формулой

$$L_1 = NG_3 (w_k)^2,$$

где G_3 — эквивалентная магнитная проводимость для потока, создаваемого катушкой, Гн.

Поскольку число катушек N определяется соотношением (1), то

$$L_{1C} = \alpha_C L_{1A} = \alpha_C L_{1B}. \quad (5)$$

Теперь, учитывая соотношения (3)—(5), можем составить уравнения математической модели несимметричного вентильного двигателя. Рассмотрим случай питания фаз синусоидальным напряжением, что необходимо для обеспечения равномерности электромагнитного момента и повышения точности всей системы слежения.

Запишем уравнения для электромагнитных моментов, создаваемых трехфазными двигателями в зонах A , B и C соответственно:

$$\left. \begin{aligned} M_A = M_B = C'_{M_A} \left[i_{A1} \sin(p\vartheta) + i_{A2} \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{A3} \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \right], \\ M_C = C'_{M_C} \left[i_{C1} \sin(p\vartheta) + i_{C2} \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{C3} \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Здесь $C'_{M_A} = pk_{01}w_{1A}\Phi$, $C'_{M_A} = C'_{M_B}$, $C'_{M_C} = pk_{01}w_{1C}\Phi$, $w_{1C} = \alpha_C w_{1A}$, $C'_{M_C} = \alpha_C C'_{M_A}$; $C'_{M_A}, C'_{M_B}, C'_{M_C}$ — коэффициенты моментов, i_{An}, i_{Bn}, i_{Cn} — фазные токи зон A, B и C , n — порядковый номер фазы ($n = 1, 2, 3$); ϑ — угол поворота ротора, в геометрических радианах.

Заметим, что в отличие от обычных синхронных машин переменного тока, где $\vartheta = \Omega_c t$ — угол сетевого напряжения, $\Omega_c = 2\pi f_c$ — круговая частота питающей сети, вентиляльный двигатель привода телескопа работает в широком диапазоне скоростей, поэтому в рассматриваемом случае $\vartheta = \int_0^t \Omega dt$.

Запишем, далее, уравнения для фазных токов зон A, B, C . Зоны A и B полностью идентичны, поэтому $i_A = i_B$. Таким образом, достаточно вывести уравнения для токов зон A и C :

$$\left. \begin{aligned} \frac{3}{2} L_A \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_A + C'_{MA} \frac{d\vartheta}{dt} \sin(p\vartheta) &= U_m \sin(p\vartheta); \\ \frac{3}{2} L_A \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2} R_A + C'_{MA} \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right); \\ \frac{3}{2} L_A \frac{di_{A3}}{dt} + i_{A3} R_A + C'_{MA} \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right); \\ \frac{3}{2} L_C \frac{di_{C1}}{dt} + i_{C1} R_C + C'_{MC} \frac{d\vartheta}{dt} \sin(p\vartheta) &= U_m \sin(p\vartheta); \\ \frac{3}{2} L_C \frac{di_{C2}}{dt} + i_{C2} R_C + C'_{MC} \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right); \\ \frac{3}{2} L_C \frac{di_{C3}}{dt} + i_{C3} R_C + C'_{MC} \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

здесь L_A, L_C — собственные индуктивности фаз; $C'_{MA} = C'_{EA}, C'_{MC} = C'_{EC}$ — коэффициенты противоЭДС, равные коэффициентам моментов в формулах (6); R_A, R_C — активные сопротивления фаз, расположенных в статорных зонах A и C .

В соответствии с уравнениями (1), (2) и (5)

$$R_C = \alpha_C R_A, L_C = \alpha_C L_A. \quad (8)$$

Амплитудное значение фазных напряжений U_m зависит от сигнала управления.

С учетом значений R_C и L_C (8) систему уравнений (7) запишем в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{3}{2} L_A \frac{di_{A1}}{dt} + i_{A1} R_A + C'_{MA} \frac{d\vartheta}{dt} \sin(p\vartheta) &= U_m \sin(p\vartheta); \\ \frac{3}{2} L_A \frac{di_{A2}}{dt} + i_{A2} R_A + C'_{MA} \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right); \\ \frac{3}{2} L_A \frac{di_{A3}}{dt} + i_{A3} R_A + C'_{MA} \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right); \\ \frac{3}{2} L_A \alpha_C \frac{di_{C1}}{dt} + i_{C1} R_A \alpha_C + C'_{MA} \alpha_C \frac{d\vartheta}{dt} \sin(p\vartheta) &= U_m \sin(p\vartheta); \\ \frac{3}{2} L_A \alpha_C \frac{di_{C2}}{dt} + i_{C2} R_A \alpha_C + C'_{MA} \alpha_C \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right), \\ \frac{3}{2} L_A \alpha_C \frac{di_{C3}}{dt} + i_{C3} R_A \alpha_C + C'_{MA} \alpha_C \frac{d\vartheta}{dt} \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) &= U_m \sin\left(p\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для исследования статических характеристик двигателя следует положить в системе уравнений (9) $\frac{d\vartheta}{dt} = \Omega = \text{const}$, $\vartheta = \Omega t$. В этом случае решение для установившихся значений токов фаз имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} i_{A1} = i_{B1} &= I_m \sin(p\Omega t - \varphi), & i_{C1} &= I_{mC} \sin(p\Omega t - \varphi), \\ i_{A2} = i_{B2} &= I_m \sin(p\Omega t - 2\pi/3 - \varphi), & i_{C2} &= I_{mC} \sin(p\Omega t - 2\pi/3 - \varphi), \\ i_{A3} = i_{B3} &= I_m \sin(p\Omega t + 2\pi/3 - \varphi), & i_{C3} &= I_{mC} \sin(p\Omega t + 2\pi/3 - \varphi), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где

$$I_m = \frac{U_m - C'_M \Omega}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{3}{2} Lp\Omega\right)^2}}, \quad I_{mC} = \frac{\frac{U_m}{\alpha_C} - C'_M \Omega}{\sqrt{R^2 + \left(\frac{3}{2} Lp\Omega\right)^2}}, \quad \varphi = \arctg\left(\frac{3p\Omega L}{2R}\right), \quad C'_M = C'_{MA} = C'_{MB};$$

здесь L , R — индуктивность и активное сопротивление фаз двигателей A и B .

Подставив выражения токов фаз из уравнений (10) в формулы моментов (6), после сложных преобразований получим значения моментов в установившемся режиме при $\Omega = \text{const}$:

$$\left. \begin{aligned} M_A = M_B &= \frac{3}{2} \frac{R}{R^2 + \left(\frac{3}{2} Lp\Omega\right)^2} \left[C'_{MA} U_m - \left(C'_{MA}\right)^2 \Omega \right], \\ M_C &= \frac{3}{2} \frac{R}{R^2 + \left(\frac{3}{2} Lp\Omega\right)^2} \left[C'_{MA} U_m - \alpha_C \left(C'_{MA}\right)^2 \Omega \right]. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Суммарный момент, создаваемый всеми тремя элементарными двигателями, имеющими общий ротор и работающими с одинаковыми скоростями, будет равен

$$M_\Sigma = M_A + M_B + M_C = 2M_A + M_C = \frac{3}{2} \frac{R}{R^2 + \left(\frac{3}{2} Lp\Omega\right)^2} \left[3C'_{MA} U_m - (2 + \alpha_C) \left(C'_{MA}\right)^2 \Omega \right]. \quad (12)$$

Скорость идеального холостого хода $\Omega_{\Sigma_{xx}}$ системы из трех двигателей определяется условием $M_\Sigma = 0$, откуда

$$\Omega_{\Sigma_{xx}} = \frac{3}{2 + \alpha_C} \frac{U_m}{C'_{MA}}. \quad (13)$$

Поскольку $\alpha_C > 1$, то скорость холостого хода оказывается несколько меньшей, чем в случае симметричной обмотки, когда $\alpha_C = 1$. В свою очередь, это означает, что в режиме холостого хода двигатель C будет создавать отрицательный момент M_{C0} , который будет скомпенсирован положительным моментом двигателей A и B .

Подставив значение скорости $\Omega_{\Sigma_{xx}}$ (13) в выражения (11), получим при $\alpha_C > 1$

$$M_{C0} = M_0 \left(1 - \frac{3\alpha_C}{2 + \alpha_C} \right) < 0, \quad M_{A0} = M_{B0} = M_0 \left(1 - \frac{3}{2 + \alpha_C} \right) > 0, \quad M_0 = \frac{3}{2} \frac{C'_{MA} U_m R}{R^2 + \left(\frac{3}{2} Lp\Omega\right)^2}.$$

Отсюда следует, что в режиме холостого хода $M_{\Sigma} = M_{A0} + M_{B0} + M_{C0} = 0$, что подтверждает ранее сказанное.

Выражение (12) позволяет построить механическую характеристику многодвигательной системы $\Omega = f_1(M_{\Sigma})$ при $U_m = \text{const}$, полагая, что $M_{\Sigma} = M_H$ — момент нагрузки, а также ее регулировочную характеристику $\Omega = f_2(U_m)$ при $M_{\Sigma} = M_H = \text{const}$.

Для построения характеристик целесообразно перевести уравнение (12) в безразмерную форму. Приняв в качестве базовых величин суммарный пусковой момент $M_{\bar{6}} = 3/2 \cdot 3C_{M_A}' U_m / R$, угловую скорость холостого хода $\Omega_{\bar{6}} = \Omega_{\Sigma_{x,x}}$ (согласно 13) и номинальную амплитуду фазного напряжения $U_{\bar{6}} = (U_m)_{\Pi}$, а в качестве безразмерных — относительную скорость многодвигательной системы $\omega = \Omega / \Omega_{\bar{6}}$, относительный момент $\mu = M_{\Sigma} / M_{\bar{6}}$ и относительное напряжение $u = U_m / (U_m)_{\Pi}$, получим вместо уравнения (12)

$$\mu = \frac{u - \omega}{1 + (x_{\bar{6}}\omega)^2},$$

где $x_{\bar{6}} = 3p\Omega_{\Sigma_{x,x}} L / (2R)$ — относительное индуктивное сопротивление фазы при скорости холостого хода.

Механическая $\omega = f_1(\mu_{\Sigma})$ при $u = 1$ и регулировочная $\omega = f_2(u)$ при $\mu_{\Sigma} = 0$ характеристики ВД приведены на рис. 4, а, б соответственно. Малая индуктивность фаз и малая скорость холостого хода обуславливают малость параметра $x_{\bar{6}}$ и практически линейность как механической, так и регулировочной характеристик двигателя.

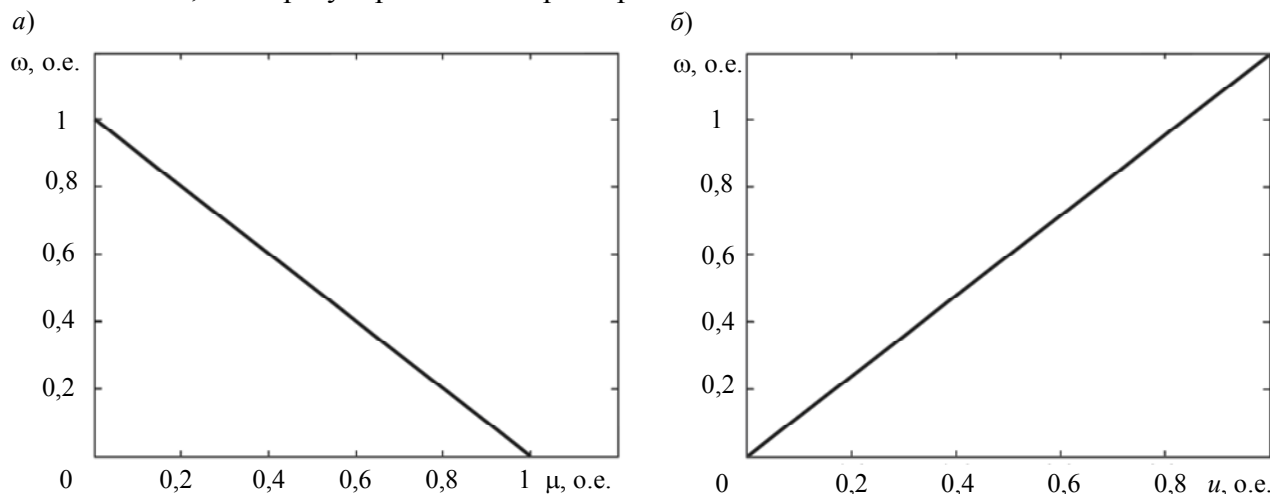


Рис. 4

Выводы.

1. Несимметрия обмоточных зон двигателей, работающих на один вал, приводит к различиям их механических характеристик.
2. В области скоростей, близких к скоростям холостого хода, один из элементарных двигателей, имеющих большую обмоточную зону, начинает создавать тормозной момент, выступающий в качестве момента нагрузки для двух других элементарных двигателей.
3. Несимметрия обмотки приводит к разной загрузке входящих в систему трех двигателей, работающих на один вал.

При исследовании математической модели двигателя принимались следующие значения величин, соответствующие реальным параметрам элементарного двигателя: максимальная амплитуда фазного напряжения $U_m = 100$ В, активное сопротивление фазы двигателя

$R = 7,49$ Ом, индуктивность фазы $L = 0,0117$ Гн, число пар полюсов ротора $p = 44$, коэффициент момента и ЭДС $C_{M_A}' = 217$ Н·м/рад, коэффициент несимметрии фаз $\alpha_C = 1,14$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Овчинников И. Е.* Динамика непосредственного привода опорно-поворотного устройства с вентильным двигателем // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО. 2007. Вып. 44.
2. *Овчинников И. Е.* Вентильные электрические двигатели и привод на их основе: Курс лекций. СПб: КОРОНА-Век, 2006. 336 с.

*Сведения об авторах**Игорь Евгеньевич Овчинников*

- д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем
- Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра электротехники и прецизионных электромеханических систем; мл. научный сотрудник;
E-mail: alexeykey@rambler.ru

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
18.01.11 г.

SUMMARY

P. 7—12.

INCREASE IN ACCURACY OF ESTIMATION OF SINUSOIDAL SIGNAL FREQUENCY WITH THE USE OF NONLINEAR FILTER

A new frequency identification scheme for sinusoidal signal with the use of a nonlinear filter is considered. Compared to existing approaches, the proposed algorithm allows the accuracy to be improved in a shorter time.

Key words: identification, harmonic signal, filtration.

Data on authors

- Alexey A. Bobtsov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: bobtsov@mail.ifmo.ru
- Andrey V. Krylov* — Cand. Techn. Sci.; Close Corporation Navis Ltd., St. Petersburg; Head of Department;
E-mail: a.krylov@navisincontrol.com
- Anton A. Pyrkin* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics; E-mail: a.pyrkin@gmail.com

P. 13—18.

SYNTHESIS OF HYBRID OBSERVER FOR LINEAR OBJECT UNDER HARMONIC DISTURBANCES

The problem of synthesis of hybrid observer of variable parameters of linear object state are analyzed for the case when the measured output signal and the object are affected by unknown harmonic disturbances. The problem in question is complicated by the fact that the control action gain factor is not known.

Key words: harmonic signal, hybrid system, observer.

Data on authors

- Stanislaw V. Aranovsky* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: s.aranovskiy@gmail.com
- Alexey A. Bobtsov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: bobtsov@mail.ifmo.ru
- Anton A. Pyrkin* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: a.pyrkin@gmail.com

P. 18—24.

DESIGN OF STATIC REGULATOR FOR DISCRETE SYSTEMS WITH PERIODICALLY VARYING COEFFICIENTS

Procedure of synthesis of static regulator is developed for linear discrete systems with periodically varying coefficients on the base of the local optimization method. The procedure is reduced to solution to a system of matrix algebraic equations of Riccati type, the number of equations corresponds to the number of discrete intervals in the period of the system parameters variations. Synthesis of a proportional regulator is carried out with use of the theoretical results.

Keywords: discrete system, periodic variation of parameters, proportional regulator, quality of processes, mathematical modeling.

Data on authors

- Sergey V. Bystrov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: sbystrov@mail.ru
- Valery V. Grigoriev* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: grigvv@yandex.ru
- Olga K. Mansurova* — Cand. Techn. Sci.; North-West State Technical University, St. Petersburg
- Eugene Yu. Rabysh* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: Rabysh@yandex.com
- Valentine Yu. Ryukhin* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics
- Nikolay A. Cherevko* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: epostbox1@mail.ru

P. 24—30.

QUALITY ASSESSMENT OF DYNAMIC PROCESS BASED ON QUALITATIVE EXPONENTIAL STABILITY

On the base of Lyapunov direct method and conditions of the exponential and the qualitative exponential stability, a method is proposed for analysis of basic dynamic parameters of continuous and discrete dynamical systems. The parameters in question include transient and overshoot time to characterize oscillatory processes in the system.

Keywords: exponential and qualitative exponential stability, system analysis, quality estimates, continuous and discrete control systems.

Data on authors

- Valery V. Grigoriev* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: grigvv@yandex.ru
- Sergey V. Bystrov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: sbystrov@mail.ru
- Alla K. Naumova* — Cand. Techn. Sci.; North-West State Technical University, St. Petersburg
- Eugene Yu. Rabysh* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: Rabysh@yandex.com
- Nikolay A. Cherevko* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: epostbox1@mail.ru

P. 30—36.

UTILIZATION OF HEAT AT CONTACT WELDING

A system of recycling of thermal energy emitted at contact welding is considered. Mathematical models of thermal processes are described, and quantitative estimations of thermal energy are obtained for various capacities on contact welding electrodes.

Keywords: contact welding, mathematical model, thermal processes.

Data on authors

- Vladimir F. Antonov* — Pyatigorsk State Technological University, Department of Informatics and Information Technologies; Head of Department; E-mail: antonovpgtu@mail.ru
- Sergey V. Bystrov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics; E-mail: sbystrov@mail.ru
- Valery V. Grigoriev* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics; E-mail: grigvv@yandex.ru

P. 36—43.

THE GRAMIAN-BASED APPROACH TO ESTIMATION OF ENERGY EXPENDED IN CONTROL OVER CONTINUOUS SYSTEMS UNDER STATIONARY STOCHASTIC EFFECTS

The problem of estimation of energy expenditure in control over a continuous system is considered. The case of input stochastic action of the type of exponentially correlated noise is analyzed. Interpretation of stochastic system characteristics based on Gram matrix theory is presented. An algorithm is proposed for energy consumption estimating by control dispersion in relative numbers.

Keywords: stationary stochastic process, Gramian for energy expenditure, white noise, colored noise.

Data on authors

- Dmitry S. Biryukov* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics; E-mail: dbiryukov@list.ru
- Anatoly V. Ushakov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics; E-mail: ushakov-AVG@yandex.ru

P. 44—48.

PRIORITY-BASED STRATEGIES OF TRAFFIC MANAGEMENT IN MULTISERVICE COMPUTER NETWORKS

Models and methods for investigation on characteristics of multiservice computer networks with priority-based strategies of traffic management are considered. Fulfilment of QoS requirements by means of an appropriate choice of priority-based strategy is discussed.

Keywords: multiservice computer networks, priority-based management strategies, Quality of Service, heterogeneous traffic, model of functioning.

Data on authors

- Taufik I. Aliev* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Computing Technique; E-mail: aliev@d1.ifmo.ru
- Ljudmila A. Muravyeva-Vitkovskaya* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Computing Technique; E-mail: mur-lada@yandex.ru

P. 49—55.

APPLICATION OF CHARACTERISTIC POLYNOMIALS OF M-SEQUENCES TO PSEUDO-RANDOM CODE SCALE CONSTRUCTION

The paper provides the characteristic polynomials construction method for M-sequences of the same span, via only one predefined polynomial. At the basement of the proposed method lies the usage of M-sequences' decimation property and Berlekamp — Massey algorithm.

Keywords: characteristic polynomial, M-sequence, decimation, pseudo-random code scale.

Data on authors

- Ilya D. Zakharov* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Computing Technique;
E-mail: zakharov_ilya@hotmail.com
- Alexander A. Ozhiganov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Computing Technique;
E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru

P. 56—59.

METHODS OF RECORD RETRIEVAL IN PRODUCTION SYSTEMS

A review of investigation lines and main results in inference engines design for production systems is presented. The problems under consideration include facts indexing and pre-selection, application of relational algebra methods for reasoning are presented, implementation of database management systems in Prolog environment.

Keywords: production systems, relational algebra, Prolog language.

Data on author

- Igor A. Bessmertny* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Computing Technique;
E-mail: igor_bessmertny@hotmail.com

P. 59—65.

ANALYSIS OF TRIANGULAR DYNAMIC STRUCTURES

The problem of system effect is considered for structure of three elements bounded by dynamic relations.

Keywords: triadic structure, homeostat.

Data on authors

- Alexander B. Bushuev* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics; E-mail: Bushuev@inbox.ru
- Sergey V. Bystrov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: sbystrov@mail.ru
- Valery V. Grigoriev* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Control Systems and Informatics;
E-mail: grigvv@yandex.ru

P. 66—74.

CARDAN-LESS INERTIAL ORIENTATION SYSTEM WITH ELECTROSTATIC GYROSCOPES FOR ORBITAL SPACESHIP

Results of development of cardan-less inertial orientation systems with electrostatic gyroscopes for orbital spaceships are reviewed. Construction of electrostatic gyroscope with solid rotor is described, and inertial system designed on the base of the gyroscope for orientation of space vehicles for remote sensing of the Earth is presented. The problem of system accuracy is considered, special features of software developed for the system are described. Some results of the system flight tests are demonstrated.

Keywords: electrostatic gyroscope, inertial system, orbital spaceship.

Data on authors

- Boris E. Landau** — Dr. Techn. Sci.; Public Corporation TSNII Electropribor, St. Petersburg; Chief Designer; E-mail: blandau@eprib.ru
- Andrey A. Belash** — Public Corporation TSNII Electropribor, St. Petersburg; Head of Section; E-mail: belash@gtm.ru
- Stanislaw S. Gurevich** — Public Corporation TSNII Electropribor, St. Petersburg; Head of Section; E-mail: biseq2@mail.ru
- Gennady I. Emeliantsev** — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Information Navigation Systems; E-mail: emel@mail.ifmo.ru
- Sergey L. Levin** — Cand. Techn. Sci.; Public Corporation TSNII Electropribor, St. Petersburg; Head of Department; E-mail: biseq2@mail.ru
- Svetlana G. Romanenko** — Cand. Techn. Sci.; Public Corporation TSNII Electropribor, St. Petersburg; Scientist; E-mail: biseq2@mail.ru

P. 75—80.

PRINCIPLE STAGES OF DEVELOPMENT OF DOMESTIC MICROMECHANICAL GYROSCOPES

Principle stages of theoretical investigations and practical developments of domestic micromechanical gyroscopes are reviewed. Achievements of Russian manufacturing companies and universities in creation of new generation of the sensors are described. Some peculiarities of the design accounting for specific character of applied materials and technologies are considered.

Keywords: micromechanical gyroscope, silicon, technology.

Data on author

- Mikhail I. Evstifeev** — Dr. Techn. Sci., Professor; Public Corporation TSNII Electropribor, St. Petersburg; Head of Department; E-mail: evstifeevm@mail.ru

P. 81—86.

PRECISION ELECTRIC DRIVE FOR OPTICAL SPACE CONTROL SYSTEMS

Requirements are formulated to accuracy characteristics of pointing systems for modern high-precision optical space control complexes. Main problems related to realization of tracking electric drives for the systems are discussed. Some approaches to development of energetic and informational subsystems of the drives are described.

Keywords: optical space control systems, tracking electric drive, support-rotating device.

Data on authors

- Mikhail A. Sadovnikov** — Dr. Techn. Sci.; Public Corporation “Scientific Production Corporation Precision Instrument-making Systems”, Moscow; Deputy General Designer; E-mail: msadovnikov@gmail.com

- Valentine S. Tomasov** — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems; E-mail: tomasov@ets.ifmo.ru
- Valery A. Tolmachev** — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems; E-mail: tolmachev@ets.ifmo.ru

P. 86—91.

SYNTHESIS OF LQG-CONTROLLER OF PRECISION TRACKING ELECTRIC DRIVE FOR TRAJECTORY MEASURING TELESCOPE AXIS

Synthesis of linear-quadratic-Gaussian (LQG) controller used in automatic system control of telescope axis precision tracking electric drive is considered. Application of LQG-controller is shown to afford higher accuracy of the system due to robustness to object process noise.

Key words: robust control, LQG-controller, high precision tracking electric drive.

Data on authors

- Aglaya G. Ilina** — St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems; Scientist; E-mail: dvanoska@mail.ru
- Sergey Yu. Lovlin** — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems
- Sergey A. Tushev** — Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems

P. 91—98.

MATHEMATICAL MODEL OF BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR OF TELESCOPE TURNTABLE

A mathematical (simulation) model is proposed for brushless direct current motor of telescope turntable. Stator windings of the motor are divided into three independent winding sections. Each winding zone is supplying from own inverter. These sections interact with a general permanent magnet rotor. Influence of stator windings asymmetry on motor static characteristics is studied.

Keywords: brushless DC-motor, divided stator winding, stator coil, elementary torque.

Data on authors

- Igor E. Ovchinnikov** — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems
- Alexey V. Egorov** — St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Electrical Engineering and Precision Electro-Mechanical Systems; Scientist; E-mail: alexeykey@rambler.ru