

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

Тулупьев А. Л. Согласованность данных и оценка вероятности альтернатив в цикле стохастических предпочтений.....	3
Доможиров В. Т. Метод упорядочения сочетаний объектов в задачах структурной динамики технических систем.....	8
Ипатов Ю. А., Крещецкий А. В. Алгоритм локализации границ текстурных участков древесины на их цифровых изображениях.....	12
Манойлов В. В., Солодовников А. И., Заруцкий И. В. Использование системы базисных функций для выявления наличия примесей в изотопном масс-спектре трансурановых элементов.....	17
Балхарет А. А., Падерно П. И. Оценка напряженности деятельности оператора на основе автоматизированного опроса.....	22

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Семенихин В. К., Кириченко Д. В. Автономное управление малым космическим аппаратом при сближении с обслуживаемым орбитальным объектом.....	27
Кудинов М. Г., Силантьев С. Б., Степовой А. В. Управление относительным движением космического аппарата при наблюдении орбитальных объектов пассивными средствами.....	30
Лихолетов Е. Д., Ушаков А. В., Цвентарный А. Ю. Анализ перекрестных связей в динамических системах класса „двумерный вход — выход“ с однотипными каналами.....	35
Сизова А. А. Метод построения областей достижимости для нелинейных управляемых систем.....	43

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Николаев С. Г. Калибровка бесплатформенных инерциальных навигационных систем.....	50
Зайцев Д. Л., Агафонов В. М., Шабалина А. С. Шумовые характеристики молекулярно-электронных измерителей угловых параметров движения.....	55

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

Семидетнов Н. В. Моделирование сигнала лазерных анемометров при измерениях скоростей и размеров частиц в двухфазных потоках.....	60
Смирнов В. Д., Кнороз И. В., Герсанова С. Е., Бендюговский А. Е. Тестирование оптико-электронных бортовых космических систем наблюдения.....	66

ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ И НАДЕЖНОСТЬ ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

Алексеев В. П., Карабан В. М. Исследование влияния конструктивно-технологических факторов на точностные параметры гибридно-пленочного микротермостата.....	70
Митяков А. В. Градиентные датчики теплового потока в физическом и промышленном эксперименте.....	75

SUMMARY (перевод Ю. И. Копилевича).....	82
-----------------------------------------	----

CONTENTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

Tulupyev A. L. Data Consistency and Alternative Probability Estimates in a Stochastic Preferences Cycle.....	3
Domojurov V. T. Combinations Ordering Method in Structural Dynamics of Technical Systems.....	5
Ipatov Yu. A., Krevetsky A. V. Localization of Textural Areas Bounds in Digital Images of Wood Samples	12
Manoilov V. V., Solodovnikov A. I., Zarutskiy I. V. Spectral Transforms in Adapted Basis for Revealing Impurities in Isotope Mass-Spectra of Trans-Uranium Elements	17
Balhareth A., Paderno P. J. Estimation of Operator's Work Intensity with the Use of Automated Questioning	22

DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

Semenikhin V. K., Kirichenko D. V. Autonomous Control over Small Spacecraft Approaching Orbital Object ...	27
Kudinov M. G., Silantev S. B., Stepovoy A. V. Control over Relative Movement of Space Vehicle for Supervision of Orbital Objects by Passive Means.....	30
Likholetov E. D., Ushakov A. V., Tsventarnyi A. Yu. Cross-Talk Problem in Dynamic Systems of the "2D Input — Output" Class with Duplicate Channels.....	35
Sizova A. A. Derivation of Attainability Domain for Nonlinear Controllable System.....	43

GYROSCOPIC AND NAVIGATION SYSTEMS

Nikolaev S. G. Calibration of Stardown Inertial Navigation System.....	50
Zaytsev D. L., Agafonov V. M., Shabalina A. S. Noise Characteristics for Angular Molecular-Electronic Transducers	55

OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

Semidetnov N. V. Signal Simulation for Laser Doppler Anemometer Applied to Particles Size and Velocity Measurement in Two-Phase Flow	60
Smirnov V. D., Knoros I. V., Gersanova S. E., Bendugovsky A. E. Testing of Optic-Electronic Onboard Space Observing Systems.....	66

HEAT REGIMES AND RELIABILITY OF INSTRUMENTS AND SYSTEMS

Alekseev V. P., Karaban V. M. Analysis and Optimization of Construction and Technological Factors Affecting Accuracy of Hybrid-Film Micro Thermostat.....	70
Mityakov A. V. Gradient Heat Flux Measurement in Physical and Industrial Experiments	75

SUMMARY	82
---------------	----

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

А. Л. ТУЛУПЬЕВ

СОГЛАСОВАННОСТЬ ДАННЫХ И ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ АЛЬТЕРНАТИВ В ЦИКЛЕ СТОХАСТИЧЕСКИХ ПРЕДПОЧТЕНИЙ

Рассматривается подход к проверке согласованности данных и вычислению оценок вероятности альтернатив на основе преобразования цикла стохастических предпочтений во фрагмент знаний алгебраической байесовской сети и последующего логико-вероятностного вывода. Предлагаемый подход может быть использован при разработке систем поддержки принятия решений.

Ключевые слова: байесовские сети, стохастические предпочтения, принятие решений, вероятностная семантика, модели знаний с неопределенностью, логико-вероятностный вывод.

Введение. Одна из наиболее распространенных функций систем поддержки принятия решений (СППР) — представление и хранение структуры предпочтений, используемых лицом (или группой лиц, или экспертами), принимающим решения (ЛПР) [1]. Такие системы позволяют на основе имеющихся данных ранжировать возможные решения [2] или оценивать вероятность реализации двух или более альтернатив (посредством сравнения их значимости и возможности реализации) [3].

Лицо, принимающее решение, обладая достаточными познаниями в предметной области, как правило, не имеет специальной математической подготовки для того, чтобы учесть все особенности и ограничения различных формальных подходов, применяющихся в СППР. Кроме того, далеко не всегда элементы в том объеме знаний, которым располагает опрашиваемый специалист, идеально согласованы. Это приводит к тому, что полученные сведения о его системе предпочтений могут оказаться в какой-то части непригодными для представления или обработки с помощью СППР. Например, система предпочтений может быть противоречивой, при этом противоречия в различных подходах могут проявляться по-разному. Один из основных их видов — цикл предпочтений, который в простейшем детерминированном случае выглядит как, например, следующая система утверждений: „ A важнее, чем B “; „ B важнее, чем C “; „ C важнее, чем A “. В этом случае определить, что важнее, невозможно.

Читателю противоречивость приведенного фрагмента системы предпочтений очевидна, поскольку число противоречащих друг другу элементов невелико, они сведены вместе, изолированы от других сведений и, наконец, читатель *понимает* то, что написано. Программа же, используемая в СППР, может распознать противоречие только по формальным признакам.

Как правило, при появлении столь жестко *детерминированных* циклов в предпочтениях не остается ничего иного, как вернуться к опросу ЛПР и в диалоге с ним модифицировать систему предпочтений [2]. Однако высказывания о предметной области не всегда столь

однозначны. В них может присутствовать доля неопределенности, которую удается представить в виде оценки доверия к истинности высказывания [3—5]. Одним из примеров таких оценок является вероятность истинности высказывания, а цель настоящей статьи состоит в описании цикла *стохастических* (или вероятностных) предпочтений, его формализации, результатов его анализа и способа обработки. Такие циклы нередко возникают при обработке мнений большой группы экспертов, при ранжировании большого числа альтернатив, а также при голосовании в группе.

Измерения (и иные процедуры), направленные на выявление системы предпочтений, свойственны ряду предметных областей и наук. Например, в маркетинге „средством измерений“ является опросный лист клиента (покупателя), в психологии — тестовая методика, в социологии — анкета, в инженерии знаний — формализованное интервью эксперта или ЛПР, при голосовании — избирательный бюллетень. При этом возможность использования в большинстве областей электронных средств хранения данных обеспечивает доступность сведений о реализации предпочтений. В каждой из перечисленных областей используется соответствующий ей терминологический аппарат, сложились свои способы формализации и описания решения задач, связанных с исследованиями предпочтений, выработаны определенные методы измерений.

В настоящей статье в качестве иллюстрационной задачи предлагается использовать пример, связанный с оценкой (или прогнозом) результатов голосования, проведенного группой (комитетом) из трех человек. Такой пример позволит достаточно ясно и доступно отобразить все особенности проблемы принятия решения в условиях цикла стохастических предпочтений.

Исходная задача. Комитет состоит из трех равноправных членов. Каждый из них голосует „за“ или „против“ относительно проекта решения, вынесенного в повестку дня заседания. Среди членов комитета сложились достаточно устойчивые отношения: выбор, производимый первым членом комитета, зависит от выбора, производимого третьим, выбор второго — от выбора первого, а выбор третьего — от выбора второго. Предпочтения членов комитета отличаются достаточной степенью неопределенности и поэтому формально представляются условными вероятностями вида $p(\tilde{x}_i | \tilde{x}_j)$, $i, j = 1, 2, 3$ [4—6].

Введем дополнительные обозначения. Пусть x_1 соответствует утверждению «первый член комитета голосует „за“», x_2 — утверждению «второй член комитета голосует „за“», x_3 — утверждению «третий член комитета голосует „за“»; индекс $j = i - 1$ соответствует значению j , предшествующему значению i , а для $i = 1$ считается, что $j = 3$. Символ \bar{x} означает отрицание высказывания x , а символ \tilde{x} называется литералом и может принимать значения из множества $\{x, \bar{x}\}$.

Таким образом, предпочтения голосующих могут быть формально представлены совокупностью значений шести условных вероятностей: $p(x_1 | \bar{x}_3)$, $p(x_1 | x_3)$, $p(x_2 | \bar{x}_1)$, $p(x_2 | x_1)$, $p(x_3 | \bar{x}_2)$, $p(x_3 | x_2)$ — иначе говоря, известна вероятность истинности высказываний вида «первый член комитета голосует „за“ при условии, что третий голосует „против“», «первый член комитета голосует „за“ при условии, что третий тоже голосует „за“» и т.д. Заметим, что исходя из теории вероятностей также известны величины $p(\bar{x}_i | \tilde{x}_j) = 1 - p(x_i | \tilde{x}_j)$.

Для завершения спецификации исходной задачи предположим, что вследствие устойчивых отношений между голосующими они, скорее, склонны поддержать проект решения, нежели отвергнуть его. Оценки, описывающие такую ситуацию, приведены в таблице,

пример 1; предположение о том, что члены комитета придерживаются разных точек зрения, представлено примером 2.

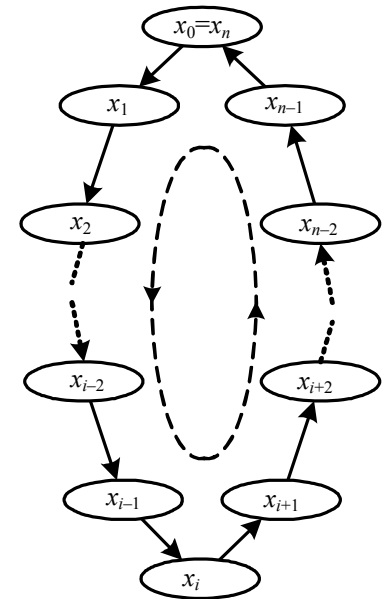
Индекс оценки i	Оценка вероятности (пример 1)				Оценка вероятности (пример 2)				Оценка вероятности (пример 3)			
	условной		совместной		условной		совместной		условной		совместной	
	$x_i x_j$	$x_i \bar{x}_j$	x_i	$x_i x_j$	$x_i x_j$	$x_i \bar{x}_j$	x_i	$x_i x_j$	$x_i x_j$	$x_i \bar{x}_j$	x_i	$x_i x_j$
1	0,96	0,75	0,957	0,946	0,4	0,05	0,119	0,079	0,75	0,167	0,400	0,300
2	0,97	0,8	0,963	0,928	0,5	0,75	0,720	0,060	0,25	0,5	0,400	0,100
3	0,99	0,88	0,986	0,953	0,1	0,45	0,198	0,072	0,75	0,167	0,400	0,300
Результат	$p(x_1 x_2 x_3)$		[0,918; 0,921]		$p(x_1 x_2 x_3)$		[0,020; 0,060]		Исходные данные содержат противоречие [4]			
	$p(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3)$		[0,079; 0,082]		$p(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3)$		[0,940; 0,980]					

Пусть требуется найти вероятности трех исходов:

- вероятность консенсусного голосования „за“;
- вероятность того, что хотя бы один член комитета проголосует против;
- вероятность того, что первый член комитета проголосует „за“.

Консенсусному голосованию „за“ соответствует логическая формула $x_1 \wedge x_2 \wedge x_3$ (далее будем писать $x_1 x_2 x_3$, опуская знаки конъюнкции); второму исходу соответствует $\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3$, а третьему — x_1 .

Обобщение и формализация [4, 6]. В обобщенной версии этой задачи исходные данные представляют собой направленный цикл (см. рисунок), который для краткости назовем БСД-циклом (БСД — байесовские сети доверия). Каждому узлу цикла приписаны $p(\tilde{x}_i | \tilde{x}_j)$ — тензоры условных вероятностей, характеризующие неопределенность и силу [4] связи между утверждениями \tilde{x}_i и $\tilde{x}_j, i, j = \overline{1, n}$. Речь идет о вероятностях принятия литералом того или иного означивания в зависимости от означивания литерала в узле-родителе. Индекс j предшествует i . Как правило, $j = i - 1$, но для $i = 1$ предшествующим индексом будет $j = n$. Будем считать $j = n$ и $j = 0$ одним и тем же значением индекса, что приводит, например, к совпадению $x_0 = x_n$. Определим величину $r_i = p(x_i | x_j) - p(x_i | \bar{x}_j)$.



На первый взгляд, получившаяся конструкция является частным случаем БСД, аппарат которых и базовые алгоритмы логико-вероятностного вывода известны и хорошо изучены [5, 7]. Для решения исходной задачи как раз и требуется по известным исходным оценкам истинности получить другие оценки, которые не заданы явно. Это и есть один из видов логико-вероятностного вывода.

Однако БСД — это не просто направленный граф с тензорами условных вероятностей в узлах. БСД (как направленный граф) должна быть еще и ациклической — в ней не должно быть направленных циклов. Имеющиеся исходные данные (см. рисунок) именно такой цикл и образуют, что делает невозможным применение существующих БСД-исчислений [7].

Алгоритмы обработки. Возможность обработать БСД-цикл все же существует. Преобразуем имеющуюся совокупность условных вероятностей в совокупность совместных вероятностей [4, 6] и рассмотрим ее как оценки вероятностей элементов идеала конъюнктов — фрагмент знаний алгебраической байесовской сети (АБС) [5]. Алгоритмы логико-

вероятностного вывода для названного фрагмента знаний известны [5, 6], что позволяет найти требующиеся оценки вероятностей.

По формуле полной вероятности можно рассчитать вероятность истинности $p(x_i)$ утверждения x_i , если известна вероятность истинности $p(x_j)$ утверждения x_j из предыдущего узла: $p(x_i) = p(x_i | x_j)p(x_j) + p(x_i | \bar{x}_j)p(\bar{x}_j)$. С учетом r_i получим $p(x_i) = r_i p(x_j) + p(x_i | \bar{x}_j)$. Определив $p(x_i)$, можно аналогичным образом вычислить $p(x_{i+1})$, а затем $p(x_{i+2})$, $p(x_{i+3})$ и т. д., пока цикл не замкнется на $p(x_{i-1})$. На основании $p(x_{i-1}) = p(x_j)$ и в соответствии с определением условной вероятности рассчитываются вероятности конъюнкций утверждений $p(x_i x_j) = p(x_i | x_j)p(x_j)$.

Таким образом, если известна маргинальная вероятность [4] хотя бы одного утверждения из узла цикла, то можно восстановить все остальные маргинальные вероятности вида $p(x_j)$, $p(x_i x_j)$, а следовательно, и $p(\tilde{x}_i \tilde{x}_j)$.

Пусть $p(x_0) = v$. Тогда согласно приведенным формулам через неизвестное значение v можно выразить последовательно маргинальные вероятности утверждений $p(x_i) = p_i(v)$. Неизвестное значение v определяется из уравнения $v = p_n(v)$, которое может иметь единственное решение или бесконечно много решений [4, 6] в зависимости от исходных данных. Вычислив значение v , можно, в свою очередь, вычислить значения маргинальных вероятностей вида $p(x_j)$, $p(x_j x_i)$ и, вообще говоря, все вероятности $p(\tilde{x}_i \tilde{x}_j)$.

Определим векторы

$$\mathbf{P}_0 = \begin{pmatrix} v \\ 1-v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p(x_0) \\ 1-p(x_0) \end{pmatrix} \text{ и } \mathbf{P}_i = \begin{pmatrix} p_i(v) \\ 1-p_i(v) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p(x_i) \\ 1-p(x_i) \end{pmatrix},$$

а также матрицу

$$\mathbf{W}_j = \begin{pmatrix} p(x_i | x_j) & p(x_i | \bar{x}_j) \\ p(\bar{x}_i | x_j) & p(\bar{x}_i | \bar{x}_j) \end{pmatrix}.$$

При этом уравнение $v = p_n(v)$ эквивалентно матрично-векторному уравнению $\mathbf{P}_0 = \mathbf{W}\mathbf{P}_0$, где $\mathbf{W} = \mathbf{W}_n \times \mathbf{W}_{n-1} \times \dots \times \mathbf{W}_1 \times \mathbf{W}_0$, согласно которому вектор \mathbf{P}_0 есть собственный вектор произведения матриц \mathbf{W} . Вектору \mathbf{P}_0 должно соответствовать собственное число $\lambda = 1$. Заметим, что матрицы \mathbf{W}_i и, следовательно, их произведение \mathbf{W} являются стохастическими, а \mathbf{P}_0 — вектор вероятностей (его компоненты неотрицательны и в сумме дают единицу) [8]. Значения компонент вектора \mathbf{P}_0 можно определить по формулам Крамера или методом последовательных приближений [6].

Совокупность вычисленных вероятностей $p(x_j)$, $p(x_i x_j)$, где $1 \leq i \leq n$, можно внести в качестве исходных данных во фрагмент знаний алгебраической байесовской сети. Такой фрагмент обрабатывается с помощью известных алгоритмов поддержания непротиворечивости и априорного вывода [4—6]. Эти алгоритмы, в частности, позволяют получить оценки искомых величин $p(x_1 x_2 x_3)$, $p(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3)$ и $p(x_1)$.

Результаты расчетов по предложенным выше формулам (в частности, оценка $p(x_1)$), а также результаты логико-вероятностного вывода во фрагменте знаний АБС — искомые оценки альтернатив $p(x_1 x_2 x_3)$ и $p(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3)$ — представлены в таблице. Заметим, что в процессе вывода по исходным данным примера 3 была выявлена их противоречивость [4].

Выводы. Математической моделью цикла стохастических предпочтений является направленный цикл в байесовской сети доверия. Его невозможно обработать с помощью известных алгоритмов логико-вероятностного вывода в БСД. Однако такой направленный цикл можно преобразовать во фрагмент знаний алгебраической байесовской сети, решив соответствующее матрично-векторное уравнение. Алгоритмы логико-вероятностного вывода для фрагмента знаний известны, что позволяет проверить согласованность (непротиворечивость) исходных данных и оценить вероятности альтернатив с учетом отношений, заданных циклом стохастических предпочтений.

Некоторые результаты, представленные в данной статье, получены в рамках проекта, поддержанного Российским фондом фундаментальных исследований (грант № 09-01-00861-а).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. М.: Радио и связь, 1993. 316 с.
2. Абакаров А. Ш., Сушков Ю. А. Программная система поддержки принятия рациональных решений „MPRIORITY 1.0“ [Электронный ресурс]: Электронный науч. журн. „Исследовано в России“. 2005: <<http://zhurnal.aperelearn.ru/articles/2005/207.pdf>>. С. 2130—2146.
3. Хованов Н. В. Анализ и синтез показателей при информационном дефиците. СПб.: Изд-во С.-Петербург. гос. ун-та, 1996. 196 с.
4. Тулупьев А. Л., Николенко С. И., Сироткин А. В. Байесовские сети: логико-вероятностный подход. СПб.: Наука, 2006. 607 с.
5. Тулупьев А. Л., Сироткин А. В., Николенко С. И. Синтез согласованных оценок истинности утверждений в интеллектуальных информационных системах // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49, № 7. С. 20—26.
6. Сироткин А. В., Тулупьев А. Л. Локальный априорный вывод в алгебраических байесовских сетях: комплекс основных алгоритмов // Тр. СПИИРАН. 2007. Вып. 5. С. 100—111.
7. Jensen F. V. Bayesian Networks and Decision Graphs. N.Y.: Springer-Verlag, 2001. 268 p.
8. Беллман Р. Введение в теорию матриц. М.: Наука, 1969. 368 с.

Сведения об авторе

Александр Львович Тулупьев

— канд. физ.-мат. наук, доцент; Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, лаборатория прикладной информатики; E-mail: alt@iias.spb.su

Рекомендована кафедрой технологий программирования СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию 15.02.08 г.

В. Т. ДОМОЖИРОВ

МЕТОД УПОРЯДОЧЕНИЯ СОЧЕТАНИЙ ОБЪЕКТОВ В ЗАДАЧАХ СТРУКТУРНОЙ ДИНАМИКИ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Рассматривается проблема упорядочения основных объектов комбинаторного анализа. Приводится метод упорядочения сочетаний.

Ключевые слова: сочетание, порядковый номер сочетания, позиция элемента сочетания.

Введение. Изучение структурной динамики технических и организационных систем во взаимосвязи с изменениями их свойств базируется на упорядочении структур системы. Упорядочение осуществляется по различным признакам применительно к контексту решаемых задач. Вместе с тем упорядочение структуры системы реализуется на основе знаний об ее элементах и связях между ними вне зависимости от прикладного назначения системы. Такое упорядочение может быть осуществлено с применением метода упорядочения сочетаний, рассматривающего структуры в качестве объекта комбинаторики. Среди проблем комбинаторного анализа подобные задачи не обозначены [1—6]. Проблема упорядочения множества перестановок, размещений, сочетаний и иных комбинаторных конструкций является актуальной не только для исследований структур технических систем, но и для изучения многопараметрических зависимостей и множественных отношений других объектов дискретной природы.

Упорядочение сочетаний на основе определения их порядкового номера. Рассмотрим сочетания из m элементов по k . Общее число сочетаний без повторений определяется известной формулой [1]

$$C_m^k = \frac{m!}{k!(m-k)!}. \quad (1)$$

Поставим задачу упорядочения сочетаний, число которых определяется соотношением (1). При этом в качестве результата упорядочения сочетаний будем рассматривать их последовательность, построенную в виде возрастания порядковых номеров сочетаний.

Рассмотрим некоторое множество из m элементов, представляющих собой позиции для размещения на них k объектов, обращая внимание при этом только на то, какие из позиций в рассматриваемом сочетании заняты объектами, и имея в виду, что на одной позиции может находиться не более одного из k объектов и все объекты размещены.

Присвоим позициям порядковые номера. Упорядочим позиции в соответствии с последовательностью их порядковых номеров. Обозначим сочетание последовательностью номеров позиций объектов. Тогда в качестве элементов, образующих сочетание, выступают номера позиций, занятых объектами, а обозначение, например, сочетания из трех объектов последовательностью (3, 6, 12) соответствует тому, что один объект находится на третьей позиции, один — на шестой, и еще один объект — на двенадцатой позиции. Таким образом, все сочетания различаются хотя бы одним из номеров позиций объектов, и если удастся определить номера сочетаний по номерам позиций образующих их объектов, то поставленная задача будет решена.

Формально поставленная задача заключается в построении отображения множества k -элементных подмножеств на множество натуральных чисел.

Примем, что каждое из m чисел соответствует некоторой позиции, которую может занять один из k объектов.

Введем следующие обозначения: $I = \{i \mid i = 1:k\}$ — множество индексов, $I \subset N$, N — множество натуральных чисел; $B = \{b_i\}$ — множество позиций, $B \subset N$; $b_i = (1,m)$, $i = (1,k)$, $m = |B|$ — число позиций, которые могут быть заняты элементами сочетания, k — число элементов сочетания; $st = (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k)$ — последовательность k элементов сочетания. Примем, что $b_i < b_j \forall i, j \in I: i < j, b_i, b_j \in B$.

Справедливо следующее утверждение.

Утверждение 1. $\forall I = \{i\} \mid |I| = k, B = \{b_i\} \mid |B| = m, k \leq m$, таких что $b_i < b_j$, если $i < j$, где $b_i, b_j \in B, i, j \in I$, существует отображение

$$\psi: St \rightarrow N_{St},$$

где $N_{St} \in N, st \in St \subset \beta(B), \beta(B)$ — булеан множества B , St — множество подмножеств мощности k множества B , и это отображение задается формулой

$$N_{St} = 1 + \sum_{i=1}^k C_{b_{i-1}}^i. \quad (2)$$

Доказательство. Рассмотрим комбинаторное равенство [1, 4]

$$C_m^k = C_{m-1}^k + C_{m-1}^{k-1}. \quad (3)$$

Рекурсивно применяя это равенство к последнему слагаемому в правой части, получаем представление равенства (3) в виде суммы $k + 1$ слагаемых:

$$C_m^k = C_{m-1}^k + C_{m-2}^{k-1} + \dots + C_{m-k-1}^0. \quad (4)$$

Обозначим $b_k = m, b_{k-1} = m-1, \dots, b_1 = m-k+1, b_0 = m-k$.

Перепишем равенство (4) в новых обозначениях:

$$C_{b_k}^k = C_{b_{k-1}}^k + C_{b_{k-1}-1}^{k-1} + \dots + C_{b_0-1}^0. \quad (5)$$

С учетом того, что для любых $m > 0, k > 0: m \geq k, C_{b_k}^k = n$, где $n \in N$, и того, что $C_{b_0-1}^0 = 1$, равенство (5) записывается в виде

$$N_{St} = 1 + \sum_{i=1}^k C_{b_{i-1}}^i. \quad (6) \blacksquare$$

Приведем без доказательства основные из следствий утверждения 1.

1. В силу произвольности значений m и k (по условиям утверждения 1) порядковый номер может быть определен для всякого сочетания с произвольным числом элементов, удовлетворяющим условиям утверждения.

2. Номера k -элементных сочетаний, полученные при меньших значениях m , не изменяются с увеличением общего числа элементов m , на которых рассматриваются k -элементные сочетания.

3. Если $\forall k: b_k = k$, то $N_{St} = 1$.

4. Равенство (2) определяет правила построения сочетаний в последовательности их порядковых номеров. Основные правила построения последовательности k -элементных сочетаний:

— в исходном состоянии элементы сочетания размещены на позициях с номерами $1, 2, \dots, k$;

— для любого сочетания номера позиций его элементов различны и упорядочены в порядке возрастания;

— очередное сочетание получается из текущего увеличением на единицу номера позиции одного из элементов;

— номер позиции данного элемента сочетания увеличивается на единицу с образованием очередного сочетания, если на множестве позиций с номерами, не превосходящими номера позиции данного элемента, не существует пары соседних элементов, номера позиций которых отличаются больше, чем на единицу; при этом увеличение номера позиции элемента

на единицу сопровождается возвращением всех элементов с меньшими номерами позиций в исходное состояние.

Изложенные правила позволяют строить бесконечную последовательность k -элементных сочетаний, номера которых удовлетворяют равенству (2).

Определение позиций элементов сочетания по его порядковому номеру. Рассмотрим обратную задачу: по порядковому номеру N_{St} сочетания найти позиции b_i , занимаемые каждым i -м элементом из k элементов сочетания.

Решение обратной задачи основывается на следующем утверждении.

Утверждение 2.

Для любых натуральных чисел N_{St} , b_k , m , k , таких что $N_{St} > 1$, $k > 0$, $b_k \geq k$, $m \geq k$, справедливо равенство

$$b_k = \left[\sqrt[k]{k!(N_{St}-1)} + r(b_k, k) \right], \quad (7)$$

где $r(b_k, k) > 0$ при $k > 1$, $r(b_k, k) = 0$ при $k=1$, $[]$ — символ округления.

Доказательство. Чтобы подчеркнуть тот факт, что значение b_k определено по значению N_{St} для k -элементного сочетания, обозначим $N_{St} = N_{St}(b_k, k)$.

Предположим, что имеет место равенство

$$N_{St}(b_k, k) = 1 + \sum_{i=1}^k C_{b_i-1}^i. \quad (8)$$

В силу равенства (2)

$$\sum_{i=1}^k C_{b_i-1}^i \leq C_{b_k}^k, \quad (9)$$

поэтому справедливо неравенство

$$N_{St}(b_k, k) - 1 \leq C_{b_k}^k, \quad (10)$$

которое запишем в следующем виде:

$$N_{St}(b_k, k) - 1 \leq \frac{b_k!}{k!(b_k-k)!}. \quad (11)$$

Преобразуя неравенство (11):

$$(N_{St}(b_k, k) - 1)k! \leq (b_k - r(b_k, k))^k, \quad (12)$$

где $r(b_k, k)$ может быть определено из соотношения

$$(b_k - r(b_k, k))^k = \frac{b_k!}{(b_k - k)!},$$

получаем условие для определения искомого значения b_k :

$$b_k \geq \sqrt[k]{k!(N_{St}(b_k, k)-1)} + r(b_k, k), \quad (13)$$

где b_k — позиция, занимаемая старшим членом рассматриваемого сочетания.

Так как по условиям b_k — натуральное число, его значение получаем, округляя значение правой части неравенства (13):

$$b_k = \left[\sqrt[k]{k!(N_{St}-1)} + r(m, k) \right]. \quad (14) \blacksquare$$

Применим доказанное утверждение для решения сформулированной обратной задачи.

Значение b_k — номера позиции k -го элемента сочетания — найдено при доказательстве утверждения. Найдем номер позиции $(k-1)$ -го элемента сочетания. Для этого полученное значение b_k подставляем в равенство (8), используя соотношение (3):

$$N_{St}(b_k, k) - 1 = C_{b_k-1}^k + C_{b_k-1}^{k-1}. \quad (15)$$

Обозначим

$$N_{St}(b_{k-1}, (k-1)) = N_{St}(b_k, k) - C_{b_{k-1}}^k \quad (16)$$

и запишем равенство (15) в следующем виде:

$$N_{St}(b_{k-1}, (k-1)) - 1 = C_{b_{k-1}-1}^{k-1} + C_{b_{k-2}-1}^{k-2} + \dots + C_{b_1-1}^1. \quad (17)$$

Используя соотношения (8)—(14), находим значение номера позиции b_{k-1} . Для нахождения номеров позиций остальных элементов сочетания повторяем процедуру, определяемую соотношениями (8)—(17). Следует заметить, что в силу существенной дискретности последовательности величин C_m^k при решении обратной задачи достаточно использовать приближенное значение величины $r(m, k)$, которое в практических случаях может быть принято равным $k/2$.

Совокупность правил построения сочетаний в последовательности их порядковых номеров и процедур нахождения номеров позиций элементов сочетания по его номеру составляет метод упорядочения сочетаний.

Таким образом, изложенный в настоящей статье метод упорядочения сочетаний определяет способ построения бесконечной последовательности k -элементных сочетаний, а также устанавливает однозначную зависимость между порядковым номером k -элементного сочетания в этой последовательности сочетаний и набором позиций образующих его элементов.

Рассмотренный метод находит применение в исследованиях структурно-функциональной динамики сложных систем, в задачах живучести (выживаемости) сложных систем, при разработке реляционных баз данных для реализации отношений „многие-ко-многим“ без введения дополнительных отношений в структуру базы данных, а также в других приложениях, реализующих многозначные отношения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виленкин Н. Я., Виленкин А. Н., Виленкин П. А. Комбинаторика. М.: ФИМА, МЦНМО, 2006. 400 с.
2. Липский В. Комбинаторика для программистов. М.: Мир, 1988. 213 с.
3. Баннаи Э., Ито Т. Алгебраическая комбинаторика. Схемы отношений. М.: Мир, 1987. 375 с.
4. Комбинаторный анализ. Задачи и упражнения: Учеб. пособие / Под ред. К. А. Рыбникова. М.: Наука, 1982. 368 с.
5. Цвиркун А. Д. Основы синтеза структуры сложных систем. М.: Наука, 1982. 200 с.
6. Харари Ф., Палмер Э. Перечисление графов. М.: Мир, 1977. 324 с.

Сведения об авторе

Виктор Трофимович Доможиров — д-р воен. наук; Научно-производственная фирма „Центральное конструкторское бюро арматуростроения“, Санкт-Петербург; зам. директора по научной работе; E-mail: domojirov@ckba.ru

Рекомендована СПИИРАН

Поступила в редакцию
28.04.09 г.

Ю. А. ИПАТОВ, А. В. КРЕВЕЦКИЙ

АЛГОРИТМ ЛОКАЛИЗАЦИИ ГРАНИЦ ТЕКСТУРНЫХ УЧАСТКОВ ДРЕВЕСИНЫ НА ИХ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Синтезирован алгоритм локализации границ между участками ранней и поздней древесины на их цифровых изображениях, оптимальный по критерию максимального правдоподобия. Представлен программно-аппаратный комплекс, реализующий указанный алгоритм. Приведены характеристики качества принимаемых с помощью него решений.

Ключевые слова: распознавание изображений, обработка образов, обработка сигналов.

Введение. Общая постановка задачи. Проблема разработки автоматизированных систем в области лесной таксации к настоящему времени до конца не решена, и исследования в этом направлении продолжают оставаться актуальными. Так, исследование динамики плодородности почв в лесном хозяйстве основано на обнаружении и измерении параметров границ между участками ранней и поздней древесины на изображениях поперечных срезов древесных стволов [1, 2]. В настоящее время в лесоинженерной практике эти задачи решаются визуально с помощью микроскопа и калибровочных линеек. Необходимость накопления статистических данных, достаточных для обоснования результатов указанных исследований, определяет их массовость. Это обуславливается актуальностью решения проблем обеспечения высокой точности и объективности измерений, сохранения зрения работников, снижения трудоемкости измерений и повышения экономической эффективности исследований.

В настоящей статье предлагается один из путей решения данной проблемы путем автоматизации анализа изображений древесных спилов, сформированных телевизионными датчиками (см. рис. 1, *a* — исходное цифровое изображение). Регистрация таких изображений для последующей автоматизации их обработки может быть осуществлена на базе программно-аппаратного комплекса, включающего сопрягаемые микроскоп, телевизионную передающую камеру и вычислительное устройство. Результатом анализа изображений должны стать геометрические характеристики годовых колец — координаты границ между областями ранней и поздней древесины, ширина этих областей, динамика изменений ширины. Визуально (см. рис. 1, *a*) изображения этих областей отличаются средней яркостью и масштабом клеточной текстуры. Мешающими факторами служат неоднородности в виде смоляных каналов, клеточная структура областей со значительными яркостными перепадами на границах клеток, нерегулярность положения границ между текстурами, аддитивные яркостные шумы и неоднородность освещенности по полю кадра изображения.

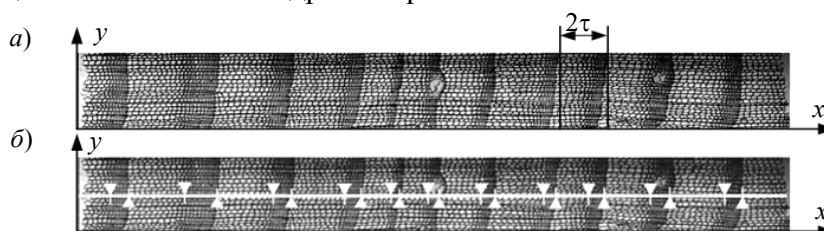


Рис. 1

Таким образом, задача обработки микроскопических изображений поперечных древесных спилов может быть интерпретирована как задача определения положения (локализации)

границ между областями ранней и поздней древесины при действии указанных мешающих факторов.

Статистические характеристики наблюдаемых изображений. Для синтеза алгоритма обнаружения границ областей ранней и поздней древесины необходимо знать статистические и геометрические характеристики изображений указанных областей. Из полученных после обработки оцифрованного черно-белого изображения древесного спила гистограмм яркости следует, что в них нет выраженных мод, соответствующих более ярким областям ранней и темным областям поздней древесины. Таким образом, прямое использование известных методов сегментации разноярких областей [3, 4] для выделения границ не представляется возможным.

Парциальные гистограммы яркости областей, выбранных посредством анализа древесных спилов „вручную“, позволяют сделать вывод о том, что дисперсия яркости вдоль их границ в основном обусловлена клеточной структурой (зернистостью) изображения. Зернистость может быть с высокой доверительной вероятностью аппроксимирована моделью аддитивного шума. Минимальная ширина текстурных полос считается известной и равной τ .

Проверка гипотезы о нормальном законе распределения шума по критерию Пирсона для данного класса изображений не подтвердилась, поэтому для аппроксимации распределений был использован более общий метод кривых Пирсона [5]. Дифференциальное уравнение Пирсона имеет вид

$$\frac{1}{w} \frac{dw}{dz} = \frac{z - M}{b_0 z^2 + b_1 z + b_2},$$

где $w(z)$ — плотность распределения вероятности случайной величины z (далее z — яркость точки изображения), коэффициенты

$$b_0 = \frac{2\mu_2\mu_4 - 3\mu_3^2 - 6\mu_2^3}{2(5\mu_2\mu_4 - 6\mu_3^2 - 9\mu_2^3)}; b_1 = -M = \frac{(\mu_4 + 3\mu_2^2)\mu_3}{2(5\mu_2\mu_4 - 6\mu_3^2 - 9\mu_2^3)}, b_2 = \frac{(4\mu_2\mu_4 - 3\mu_3^2)\mu_2}{2(5\mu_2\mu_4 - 6\mu_3^2 - 9\mu_2^3)}$$

определяются с учетом выборочных значений центральных моментов закона распределения z соответствующих порядков: $\mu_1, \mu_2, \mu_3, \mu_4$ [6]. В частности, для приведенного на рис. 1, a изображения $\mu_1=0, \mu_2=133, \mu_3=-43, \mu_4=55\ 677$.

Для комплексных корней $z_1 = \alpha + ai, z_2 = \alpha - ai$ уравнения $b_0 z^2 + b_1 z + b_2 = 0$ закон распределения случайной величины z описывается выражением

$$w(z) = w_0 \left(1 + \frac{(z - \alpha)^2}{a^2} \right)^{-m} e^{-v \operatorname{arctg} \frac{z - \alpha}{a}}, \quad (1)$$

где

$$\alpha = \frac{\mu_3(r + 2)}{4\mu_2}; a = \frac{\sqrt{\mu_2}}{4} \sqrt{16(-r - 1) - \beta_1(-r - 2)^2}; m = -\frac{1}{2}(r - 2), v = \frac{\mu_3 r(2 - r)}{4\mu_2 a};$$

$$w_0 = \frac{n}{aF(-r, v)}; r = 2 - \frac{1}{b_0};$$

здесь

$$F(-r, v) = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} \left(1 + \frac{t^2}{a^2} \right)^{-m} e^{-v \operatorname{arctg} \frac{t}{a}} dt \quad (2)$$

— значение функции Пирсона при заданных параметрах r, v .

Дальнейший анализ полученных аппроксимаций законов распределений яркости для различных участков кадров наблюдаемых изображений позволяет сделать следующие выводы.

Средняя яркость исследуемых текстурных полос ранней и поздней древесины различается. Неравномерность освещенности изображения вдоль границ текстурных полос мала по сравнению с неравномерностью освещенности по площади всего кадра, поэтому каждую из полос можно считать статистически однородной по освещенности. Так как отклонение границ от среднего вектора их наклона более, чем на два порядка меньше их длины, то криволинейность границ можно пренебречь, и далее они рассматриваются как параллельные.

Интервалы корреляции отсчетов яркости внутри данных областей приблизительно равны шагу дискретизации как вдоль горизонтальной оси, так и вдоль вертикальной, т.е. статистически независимы.

Синтез алгоритма локализации границ текстурных участков. Основываясь на полученных характеристиках изображений, принимаем следующую статистическую модель наблюдения: $\mathbf{z} = \mathbf{s} + \mathbf{n}$, где $\mathbf{z} = \{z_{yx}\}_{x=0, X-1, y=0, Y-1} = \{z_{yx}\}_{YX}$ — матрица элементов (яркостных отсчетов) наблюдаемого изображения; $\mathbf{s} = \{s_{yx}\}_{YX}$ — эталонное изображение; $\mathbf{n} = \{n_{yx}\}_{YX}$ — шумовая составляющая изображения; x, y — пространственные координаты; X, Y — ширина и высота изображения соответственно.

Для ситуации, когда границы между текстурными полосами в кадре изображения ориентированы вертикально, справедливо $s_{yx} = s_x \forall y$. Эталонное изображение \mathbf{s} может быть сформировано однократно для заданного класса изображений путем усреднения яркости кадра по вертикали либо, как будет показано далее, задано упрощенной математической моделью одного минимального периода чередующихся текстурных полос.

С учетом независимости яркостных отсчетов совместная условная плотность распределения вероятности для наблюдаемого изображения имеет вид

$$w(\mathbf{z}|x_0) = \prod_{x=0}^{X-1} \prod_{y=0}^{Y-1} w\{z_{yx}|x_0\} = \prod_{x=0}^{X-1} \prod_{y=0}^{Y-1} w\{z_{yx} - s_{x-x_0}\}, \quad (3)$$

где условная плотность распределения вероятности яркостного отсчета $w\{z_{yx}|x_0\} = w\{z_{yx} - s_{x-x_0}\}$ соответствует распределению Пирсона (1), x_0 — горизонтальное смещение границы раздела двух текстурных участков.

Для зарегистрированного изображения \mathbf{z} условную плотность (3) можно рассматривать как функцию правдоподобия

$$w(\mathbf{z}, x_0) = \prod_{x=0}^{X-1} \prod_{y=0}^{Y-1} \left\{ w_0 \left(1 + \frac{(z_{yx} - \alpha)^2}{a^2} \right)^{-m} e^{-v \arctg \frac{z_{yx} - \alpha}{a}} \Big|_{x_0} \right\} \quad (4)$$

неизвестного параметра x_0 , значение которого и требуется оценить.

Как известно, оптимальным в байесовском смысле является любой алгоритм оценивания, формирующий монотонное преобразование от функции правдоподобия измеряемого параметра с последующим выбором максимума [7].

После подстановки в выражение (4) характерных для данного класса изображений значений коэффициентов, логарифмирование $w(\mathbf{z}, x_0)$, линейных преобразований и отбрасывания малых по абсолютной величине слагаемых получаем приближенное выражение для минимальной достаточной статистики:

$$g_{x_0} = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} z_{yx} s_{y(x-x_0)} = \sum_{x=0}^{X-1} s_{x-x_0} \sum_{y=0}^{Y-1} z_{yx}. \quad (5)$$

Из формулы (5) следует, что оптимальный алгоритм локализации границ между областями ранней и поздней древесины позволяет осуществить усреднение яркостных отсчетов вдоль линии границ, формируя одномерный сигнал g_{x_0} — среднюю яркость по строке (рис. 2), т.е. осуществить согласованную фильтрацию сигнала и затем найти оценку

$$\hat{x}_0 = \arg \max_{x_0} w(z, x_0) \approx \arg \max_{x_0} (g_{x_0}) .$$

Так как максимумов может быть несколько, то их поиск осуществляется по равенству нулю первой производной (первой разности) и отрицательному значению второй производной (второй разности) g_{x_0} .

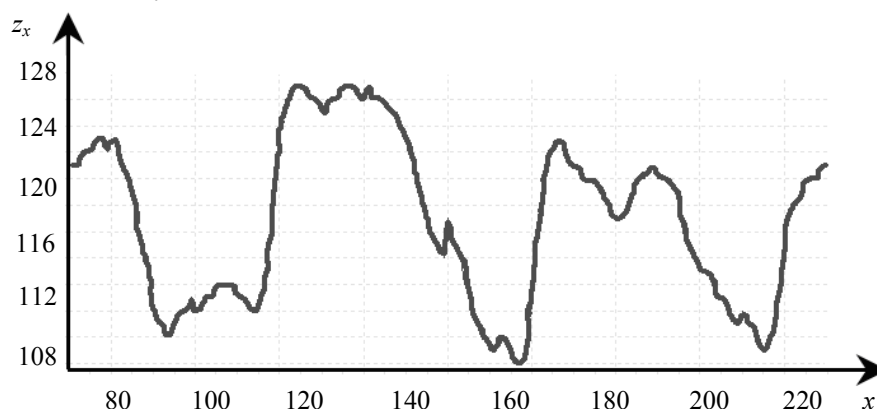


Рис. 2

Аппаратно-программный комплекс для анализа микроскопических изображений древесных спилов. Для автоматизации анализа параметров областей ранней и поздней древесины в процессе исследований был разработан аппаратно-программный комплекс BioImage, реализующий полученный алгоритм. Для исключения ошибок автоматического анализа в комплексе предусмотрена возможность ручной коррекции результатов обнаружения и измерения координат границ рассматриваемых областей. Результаты работы аппаратно-программного комплекса представляются в виде маркеров обнаруженных характерных точек на изображении исследуемого древесного спила (см. рис. 1, б), а также сведений о ширине годовых колец.

Для привязки координат локализации границ к масштабу исследуемого спила в комплексе предусмотрен режим калибровки телевизионной регистрирующей системы.

Для снижения вычислительной сложности в программной реализации рассмотренного алгоритма функция s_x эталонного распределения яркости вдоль строки кадра изображения заменена моделью

$$s_x = \begin{cases} 1 & \text{при } x \in [0; \tau]; \\ -1 & \text{при } x \in]\tau; 2\tau], \\ 0 & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$$

Это позволяет в рамках одного цикла находить как фронт (по максимуму g_{x_0}), так и срез (по минимуму g_{x_0}) текстурного перехода между областями ранней и поздней древесины, а операции произведения при фильтрации по формуле (5) заменить операцией смены знака.

Анализ характеристик алгоритма локализации. Характеристикой качества работы предложенного алгоритма будем считать зависимость средней статистической погрешности Δ_{x_0} определения положения границ от среднего квадратического отклонения σ яркостных шумов изображения.

Дисперсия погрешности определения положения границы x_0 для практически значимого диапазона отношений сигнал/шум $q^2 = \|\mathbf{s}\|^2 \sigma^{-2} \gg 1$ определяется второй производной автокорреляционной функции $d(x_0) = \sum s_x s_{x-x_0}$ в области максимума: $\Delta_{x_0}^2 = -[q^2 d''(\hat{x}_0)]^{-1}$, $\hat{x}_0 = \arg \max d(x_0)$ [7].

Для получения данных характеристик был проведен статистический эксперимент, результаты которого представлены на рис. 3. Из графика видно, что теоретическая (кривая 1) и эмпирическая (кривая 2) погрешности измерения величины x_0 находятся в пределах доверительного интервала (кривые 3) для уровня значимости 0,05.

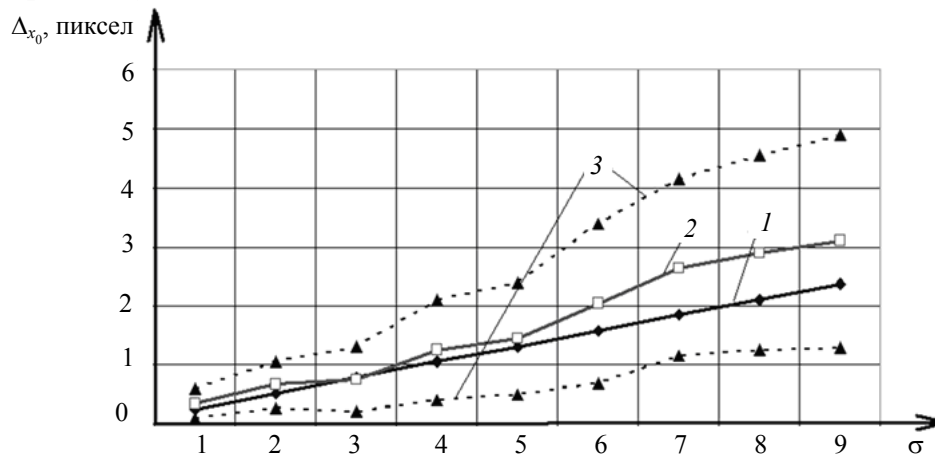


Рис. 3

Заключение. Предложенные алгоритмы и созданный аппаратно-программный комплекс позволяют автоматизировать анализ изображений поперечных древесных спилов с субпиксельной точностью локализации текстурных границ, что в несколько раз выше существующих ручных методов. При этом реализация модифицированного алгоритма, в котором используется упрощенное эталонное изображение, позволяет более, чем в два раза снизить трудоемкость по сравнению с оптимальным алгоритмом при несущественной потере точности.

Время, затрачиваемое на обработку одного телевизионного кадра изображения на ПЭВМ Pentium 4, составляет менее 1 с, что на несколько порядков меньше длительности ручных методов. Для документирования результатов анализа изображений предусматривается функция формирования текстового отчета с сохранением параметров в базе данных.

Аппаратно-программный комплекс, апробированный в Марийском государственном техническом университете (Йошкар-Ола), предложен для использования в лесотехнической отрасли.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прэтт У. Цифровая обработка изображений. М.: Мир, 1982. Кн. 1, 2.
2. Уголев Б. Н. Дреесиноведение с основами лесного товароведения. М.: МГУ леса, 2001. 340 с.
3. Бакут П. А., Колмогоров Г. С., Ворновицкий И. Э. Сегментация изображений. Методы пороговой обработки // Зарубежная радиоэлектроника. 1987. № 10. С. 6—24.
4. Введение в контурный анализ; приложения к обработке изображений и сигналов / Я. А. Фурман, А. В. Кревецкий, А. К. Передреев и др.; Под ред. Я. А. Фурмана. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 592 с.
5. Митропольский А. К. Техника статистических распределений. М.: Наука, 1971.
6. Романовский В. И. Математическая статистика. Ташкент: Изд-во АН УзССР, 1961.
7. Казаринов Ю. М. Радиотехнические системы. М.: Высш. школа, 1990. 496 с.

Юрий Аркадьевич Ипатов

Сведения об авторах

- ассистент; Марийский государственный технический университет, кафедра информатики, Йошкар-Ола; E-mail: ipatov_ya@list.ru
- канд. техн. наук, доцент; Марийский государственный технический университет, кафедра информатики, Йошкар-Ола; E-mail: krevetsk@mail.ru

Рекомендована кафедрой информатики

Поступила в редакцию 01.04.08 г.

УДК 621.384.8

В. В. МАННОЙЛОВ, А. И. СОЛОДОВНИКОВ, И. В. ЗАРУЦКИЙ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМЫ БАЗИСНЫХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ НАЛИЧИЯ ПРИМЕСЕЙ В ИЗОТОПНОМ МАСС-СПЕКТРЕ ТРАНСУРАНОВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Рассматриваются возможности использования спектральных преобразований в системе базисных функций для выявления наличия примесей в изотопном масс-спектре трансурановых элементов. В качестве эталонных сигналов используются масс-спектры стандартных образцов элементов. Показывается, что использование данного подхода к обработке сигналов обеспечивает возможность выявления наличия примеси с массой, отличающейся на 0,001% от массы одного из изотопов в стандартном образце.

Ключевые слова: масс-спектрометрия, изотопный анализ, система обработки сигналов, система базисных функций.

Введение. Во многих научно-технических областях, где применяются масс-спектрометрические приборы, основу решения прикладных задач составляет обработка сигналов, анализ которых как носителей информации раскрывает их информативное содержание, связанное с решаемой задачей. Получение достоверной информации посредством анализа сигналов масс-спектрометра в ряде случаев осложняется недостаточным разрешением приборов, наличием нежелательных шумов и наводок, а также посторонних примесей в анализаторе масс-спектрометра. В связи с этим в настоящее время является актуальным использование алгоритмов, позволяющих снизить влияние мешающих факторов при реализации программного обеспечения масс-спектрометров. Во многих практических задачах, связанных с обработкой сигналов, нашли применение ортогональные преобразования, в частности, те из них, которые имеют быстрый вычислительный алгоритм, обеспечивающий возможность оперативного анализа данных. В этой области в последнее время активно развиваются параметрически перестраиваемые ортогональные преобразования с быстрыми алгоритмами [1—5], позволяющие путем изменения параметров приспособлять оператор преобразования к характеру исходных данных.

В настоящей статье предлагается при обработке сигналов применять аппарат ортогональных преобразований с параметрически перестраиваемыми по форме базисными функциями, что обеспечит возможность приспособлять такое преобразование к анализируемым данным. Разработка и экспериментальный анализ алгоритмов оценки наличия примесей в изотопных масс-спектрах трансурановых элементов являются предметом исследования в настоящей статье.

Выбор математической основы для разработки алгоритма. Задача по выявлению информативных признаков в масс-спектрометрических сигналах может быть представлена как задача нахождения вектора Y :

$$Y = FX,$$

где $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T$ — вектор исходных данных преобразования; F — оператор преобразования; $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ — вектор информативных признаков, характеризующий полезную информацию исходного сигнала.

При решении этой задачи возникает проблема выбора класса оператора преобразования F . Известно [1, 3, 5], что общий подход к поиску процедур оценки признаков (параметров масс-спектрометрических сигналов) основан на линейных преобразованиях. Среди них наибольшее распространение получили ортогональные преобразования [4], использование которых позволяет выбрать систему базисных функций (СБФ), наиболее приспособленных к решаемой задаче. При этом может быть обеспечено высокое быстродействие таких преобразований, которые могут выполняться по быстрым алгоритмам.

Ортогональные преобразования, основные свойства. В рамках теории цифровой обработки сигналов понятие ортогонального преобразования может быть представлено в виде матричного уравнения

$$Y = HX,$$

где H — матрица ортогонального преобразования; $Y = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ — вектор информативных признаков, представляющий собой вектор спектральных коэффициентов (является отображением вектора X в спектральной области).

Оператор преобразования H включает в себя систему базисных функций и имеет следующую структуру:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_{11} \dots h_{1N}] \\ [h_{21} \dots h_{2N}] \\ \dots\dots\dots \\ [h_{M1} \dots h_{MN}] \end{bmatrix},$$

где $[h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN}]$ — вектор дискретных значений i -й базисной функции.

Система функций $\{h_i\}$ является базисной, если все функции ортогональны друг другу и образуют полную систему, для которой не существует ни одной другой функции, ортогональной ко всем остальным. При выполнении этого условия справедливо равенство $M=N$. Система ортогональных базисных функций является нормированной (или ортонормированной), если норма каждой базисной функции в пространстве L_2 равна единице.

Выбор той или иной системы базисных функций производится в соответствии с требованиями конкретной задачи анализа сигналов. При решении задачи оценки наличия примесей в изотопных масс-спектрах СБФ должна обеспечивать получение пространства информативных признаков невысокой размерности и должна быть выражена в факторизованной форме, что позволяет оперативно выполнить ортогональное преобразование по быстрому алгоритму. Сокращение размерности при этом заключается в том, что при ортогональном преобразовании основная часть исходных данных отображается k спектральными коэффициентами ($k \ll N$). За счет исключения остальных спектральных коэффициентов как неинформативных размерность вектора информативных признаков существенно уменьшается.

Таким образом, при решении рассматриваемой задачи следует выбирать такую базисную систему, которая обеспечивает максимальное уменьшение размерности вектора информативных признаков при минимальных информационных потерях. В работах [1, 2, 5] предложен подход к построению ортогональных преобразований с параметрически перестраиваемыми по форме базисными функциями с сохранением их ортогональности и полноты. Рассмотрим аппарат таких преобразований более подробно.

Перестраиваемые ортогональные преобразования. Сущность метода перестраиваемых ортогональных преобразований состоит в таком факторизованном представлении матрицы спектрального оператора, при котором ненулевые элементы факторизованной матрицы взаимосвязаны условиями ортонормированности и полноты и имеют степени свободы, обеспечивающие параметрическое формирование множества базисов с алгоритмами быстрых преобразований. В основе построения алгоритма лежит представление оператора преобразования H в виде произведения факторизованных (слабозаполненных далее неразложимых) матриц:

$$H = G_n G_{n-1} \cdots G_1.$$

Здесь $G_i(\varphi_{ij})$ — факторизованные (слабозаполненные далее неразложимые) матрицы, ненулевые элементы которых зависят от параметров φ_{ij} , $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, N/2}$, где n — число факторизованных матриц G_i , в частности, при $N = 2^n$, $n = \log_2 N$ (N — размерность вектора исходного сигнала). При этом каждая из матриц G_i содержит $N/2$ элементарных матричных блоков, обобщенная модель которых имеет параметрическую форму и названа в силу неразложимости спектральным ядром. Для операторов размерностью $N = 2^n$ факторизованные матрицы G_i состояются из параметрических элементов ядер:

$$V_{ij} = \begin{bmatrix} \alpha_{ij} & \cdots & \gamma_{ij} \\ \beta_{ij} & \cdots & \delta_{ij} \end{bmatrix}.$$

Приведем пример структуры факторизованной матрицы G_i :

$$G_i = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{i1} & 0 & \cdots & 0 & \gamma_{i1} \\ \beta_{i1} & 0 & \cdots & 0 & \delta_{i1} \end{bmatrix} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} \alpha_{i2} & 0 & \cdots & 0 & \gamma_{i2} \\ \beta_{i2} & 0 & \cdots & 0 & \delta_{i2} \end{bmatrix} & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & 0 & \begin{bmatrix} \alpha_{iN/2} & 0 & \cdots & 0 & \gamma_{iN/2} \\ \beta_{iN/2} & 0 & \cdots & 0 & \delta_{iN/2} \end{bmatrix} \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \delta_{iN/2} \end{bmatrix}.$$

В этом случае параметрические элементы ядер вычисляются следующим образом:

$$V_{ij} = \begin{bmatrix} \alpha_{ij} & \cdots & \gamma_{ij} \\ \beta_{ij} & \cdots & \delta_{ij} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{ij} & \cdots & w_{ij} \sin \varphi_{ij} \\ \sin \varphi_{ij} & \cdots & -w_{ij} \cos \varphi_{ij} \end{bmatrix},$$

где $w_{ij} = \exp(j\theta_{ij})$, $\varphi_{ij} \in [0, 2\pi]$, $\theta_{ij} \in [0, 2\pi]$.

Задавая параметры элементов ядер φ_{ij} и θ_{ij} , можно формировать спектральные операторы H . При этом φ_{ij} вычисляются исходя из отсчетов усредненного масс-спектра и результатов вычислений элементов матриц на предыдущих шагах итерационной процедуры. Для вещественных сигналов $\theta_{ij} = 0$.

Данный подход к обработке сигналов был исследован для изучения возможностей его применения в масс-спектрометрии. При изотопном анализе продукта на предприятиях ядерно-топливного цикла существенным этапом технологического процесса при настройке и калибровке масс-спектрометра является измерение изотопного состава стандартных образцов

с заранее известными изотопными отношениями. Существуют ситуации, при которых изотопные отношения могут быть искажены наличием в анализируемых пробах посторонних примесей (массы примесей могут быть очень близки к массам проб). В ряде случаев применение преобразований в СБФ может решить задачу по выявлению примесей в стандартных образцах. В качестве эталона [6] в этом случае необходимо использовать усредненный нормированный спектр стандартного образца изотопного масс-спектра трансурановых элементов.

На рис. 1 представлены исследуемые масс-спектры: по оси ординат отложена интенсивность I ионного тока, а по оси абсцисс — масса m изотопов (в атомных единицах массы); на рисунке кривая 1 соответствует масс-спектру стандартного образца при отсутствии в нем примесей, кривая 2 — масс-спектру образца при наличии в нем примесей, кривая 3 — масс-спектру примеси. Спектр стандартного образца в СБФ представлен на рис. 2, а, спектр этого же образца с примесью — на рис. 2, б.

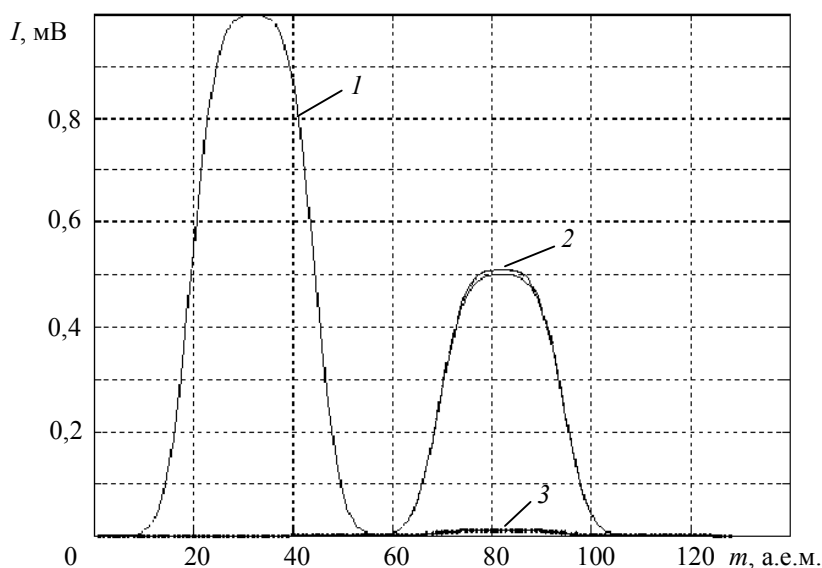


Рис. 1

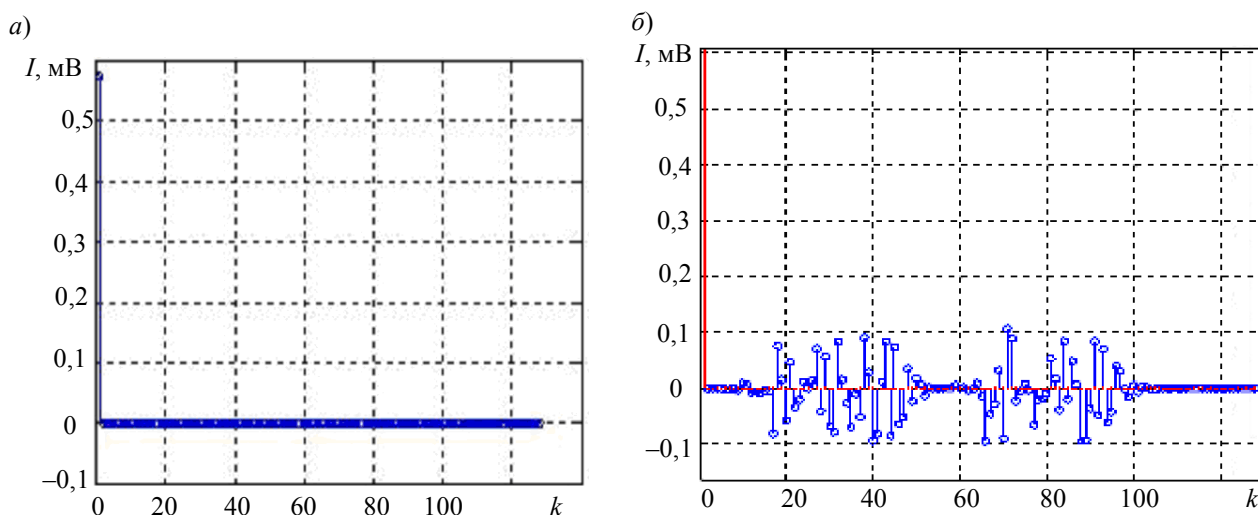


Рис. 2

Для масс-спектра стандартного образца в результате его разложения в СБФ получаем единственную линию (начальный компонент), например, так же как для бесконечной функции $y = \cos \omega t$ в традиционном ортогональном базисе Фурье.

Критерием для принятия решения о наличии примеси является сравнение норм и квадратов максимальных значений начальных компонент векторов, полученных в результате вы-

полнения преобразования в СБФ соответственно стандартного образца и тестируемых сигналов. Вектор Y , полученный в результате преобразования исходного сигнала в СБФ, принадлежит классу масс-спектров, в которых отсутствуют примеси, если

$$\left. \begin{array}{l} \|Y - Y_{\text{эт}}\| \leq \delta; \\ |Y(1)^2 - Y_{\text{эт}}(1)^2| \leq \varepsilon, \end{array} \right\}$$

где $Y_{\text{эт}}$ — вектор спектра „чистого“ сигнала в СБФ; $Y(1)$ — элемент вектора Y для спектрального коэффициента $k=1$.

В противном случае вектор Y принадлежит классу масс-спектров с примесями. Параметры δ и ε выбираются путем использования информации о функции, описывающей форму пика и величину СКО шума.

Заключение. Рассмотренные алгоритмы оценки наличия примесей в изотопных масс-спектрах трансурановых элементов на основе ортогональных преобразований в системе базисных функций имеют следующие преимущества:

- независимость от формы исходного сигнала;
- простота реализации;
- возможность автоматизированной юстировки масс-спектрометрического прибора: масс-спектр в правильно настроенном приборе должен совпадать со спектром стандартного образца, что можно объективно установить с помощью преобразованного в СБФ сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Солодовников А. И., Стиваковский А. М. Основы теории и методы спектральной обработки информации: Учеб. пособие. Л.: Изд-во ЛГУ, 1986. 272 с.
2. Абденнби Абенау. Разработка и исследование метода и алгоритмов классификации сигналов на основе приспособляемых спектральных ортогональных преобразований: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб.: СПбГЭТУ, 2005.
3. Неймарк Ю. И., Басин Ю. Г. Алгоритмы приспособленного базиса в задачах распознавания образов // Изв. АН СССР. Сер. Техн. кибернетика. 1970. № 2. С. 145—161.
4. Ахмед Н. Д., Рао К. Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. М.: Связь, 1980. 248 с.
5. Солодовников А. И. Синтез полных ортонормированных функций, имеющих алгоритм быстрого преобразования // Вопросы теории систем автоматического управления: межвуз. сб. Л.: Изд-во ЛГУ, 1978. Вып. 4. С. 94—105.
6. Манойлов В. В. Развитие методов обработки информации в масс-спектрометрии для изотопного и элементного анализа: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. СПб.: ИАП, 2008.

Сведения об авторах

- Владимир Владимирович Манойлов** — д-р техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра нанотехнологий и материаловедения; E-mail: manoilov_vv@mail.ru
- Алексей Иванович Солодовников** — канд. техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра автоматики и процессов управления
- Игорь Вячеславович Заруцкий** — канд. техн. наук; Учреждение РАН Институт аналитического приборостроения, Санкт-Петербург; E-mail: IgorZV@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
нанотехнологий и материаловедения СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
20.05.08 г.

А. А. БАЛХАРЕТ, П. И. ПАДЕРНО

ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ОПЕРАТОРА НА ОСНОВЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ОПРОСА

Рассматривается подход к оценке напряженности деятельности оператора, взаимодействующего с информационно-программными средствами. Подход основан на автоматизированном опросе оператора. Приведен анализ требований к автоматизированному опроснику и предложен его вариант, заключающийся в предъявлении оператору изображений специального вида. Исследованы вопросы периодичности предъявления информации.

Ключевые слова: напряженность деятельности, оператор, самооценка, автоматизированный опрос, информационно-программный модуль.

Состояние психической напряженности, возникающее при работе человека в трудных условиях, как правило, оказывает сильное влияние на эффективность его деятельности [1, 2]. Нередко напряженность деятельности в значительной степени зависит от ее правильной организации. С другой стороны, в ряде случаев напряженность деятельности может служить одним из важнейших критериев ее организации.

Для оценки напряженности используются способы, связанные с регистрацией изменений различных физиологических показателей [1, 2]. Однако несмотря на множество публикаций по психофизиологии и физиологии понятие напряженности деятельности на сегодняшний день не имеет достаточно четкого определения.

В настоящей статье рассматривается подход к оценке напряженности деятельности оператора, взаимодействующего с информационно-программными средствами. Предлагаемый подход основан на фиксации самооценки оператором его деятельности, выявляемой путем автоматизированного опроса.

Для формализации рассматриваемой задачи введем следующие обозначения: $\mu(t)$ — мгновенное значение напряженности деятельности, $\mu(t) \geq 0$; $M(t_1, t_2)$ — интегральное (суммарное) значение напряженности на интервале $[a, b]$; $m(t_1, t_2)$ — среднее (удельное) значение напряженности на интервале $[a, b]$, которые характеризуются соотношениями

$$M(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} \mu(t) dt ; \quad (1)$$

$$m(a, b) = \frac{M(a, b)}{b - a} = \int_a^b \mu(t) dt / (b - a), \quad (2)$$

откуда следует $M(t_1, t_2) = (t_2 - t_1)m(t_1, t_2)$.

Из определения интегрального значения напряженности (см. формулу (2)) следует, что функция $M(X, Y)$ является аддитивной, т.е. справедливо соотношение

$$M(X, Z) = M(X, Y) + M(Y, Z), \quad X < Y < Z.$$

Тогда выполняется равенство

$$m(X, Z) = \frac{(y - x)m(x, y) + (z - y)m(y, z)}{z - x},$$

которое позволяет оценивать такую важную характеристику, как среднее значение напряженности деятельности оператора при решении конкретной задачи.

На рис. 1 приведен график изменения напряженности деятельности оператора на некотором интервале времени. Анализ графика показывает, что функция $M(t_1, t_4)$ является аддитивной, т.е.

$$M(t_1, t_4) = M(t_1, t_2) + M(t_2, t_3) + M(t_3, t_4), \quad t_1 < t_2 < t_3 < t_4,$$

и тогда выполняется равенство

$$m(t_1, t_4) = \frac{(t_2 - t_1)m(t_1, t_2) + (t_3 - t_2)m(t_2, t_3) + (t_4 - t_3)m(t_3, t_4)}{t_4 - t_1}.$$

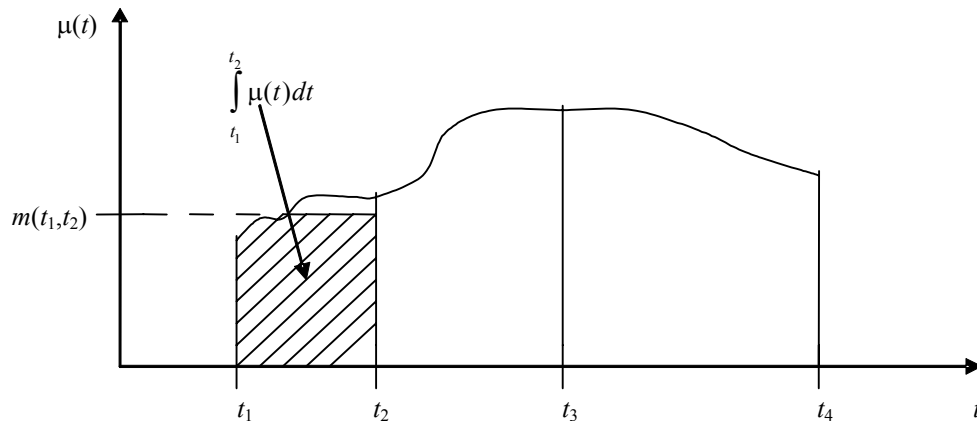


Рис. 1

Для получения объективной оценки различных составляющих напряженности необходимо использовать комплекс датчиков для регистрации отдельных показателей, а также обрабатывающий информационно-программный модуль, позволяющий корректно привести эти показатели к интегральному показателю. Однако имеется ряд технических и методических трудностей, обусловленных не только особенностями регистрации, первичной обработки и передачи информации, но и отсутствием достаточно апробированных и корректных моделей зависимости комплексного показателя (напряженности) от единичных показателей.

В тех случаях когда речь идет о влиянии изменения напряженности на результативность деятельности, следует, по-видимому, использовать субъективную оценку оператором напряженности его деятельности. Эту субъективную оценку будем считать стремящейся к истинной. Заметим, что хотя истинное значение напряженности деятельности неизвестно, ее субъективная оценка оператором в конкретные моменты времени может быть как пессимистической, так и оптимистической (рис. 2). При этом в оценке оператором конкретных видов деятельности могут преобладать либо те, либо другие, либо квазиобъективные оценки. Такие оценки являются достаточно постоянными для каждого конкретного оператора (и конкретного вида деятельности) и могут быть реализованы в виде самооценки.

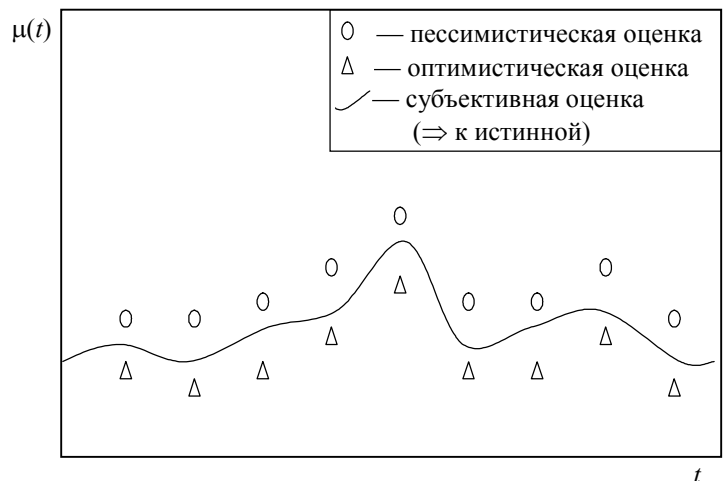


Рис. 2

Подход, основанный на фиксировании самооценки, реализуется путем автоматизированного опроса оператора. Средство автоматизированной оценки напряженности деятельности должно удовлетворять следующим требованиям:

1) быть встраиваемым в программный продукт или обеспечивать параллельное функционирование модуля оценки напряженности с основной программой;

2) обеспечивать дружелюбный интерфейс с пользователем, что предусматривает, в частности, быстрое обучение оператора; минимальное время, затрачиваемое оператором на ответ; при этом отвлечение оператора от основной деятельности должно быть минимальным и не должно влиять на ее результативность;

3) обеспечивать получение информации от оператора достаточно часто для выработки наиболее точной оценки напряженности, при этом обращения к оператору не должны быть слишком частыми, дабы не мешать его основной деятельности и не вызвать негативной реакции, что в значительной степени может исказить получаемую информацию.

Первое требование выполняется посредством реализации прикладного программного продукта. Выполнение второго и третьего требований связано с проработкой психологической составляющей автоматизированного опросника, видом предъявляемой информации, способом ее представления, периодичностью предъявления и др.

Оператору предлагается оценить собственную напряженность (мгновенное значение), отметив ее как одно из предъявляемых изображений, представленных на рис. 3. Предъявляемые изображения соответствуют разработанной для опросника шкале, от 1 до 9 (см. рис. 3), которую оператор не видит в процессе исследования. В случае если, по мнению оператора, значение напряженности находится между изображениями, то оператор отмечает промежуточное значение.

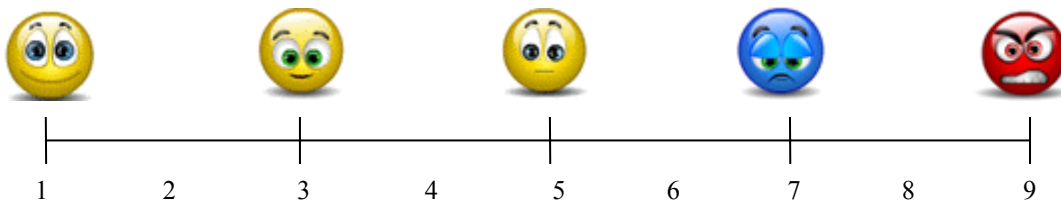


Рис. 3

При определении периодичности (частоты) предъявления оператору информации (изображения, характеризующего самооценку напряженности деятельности) будем считать, что речь идет об операторе, объективно (реально) оценивающем свою деятельность.

Пусть субъективная (стремящаяся к истинной) оценка оператором напряженности деятельности соответствует его самооценке, график которой приведен на рис. 4.

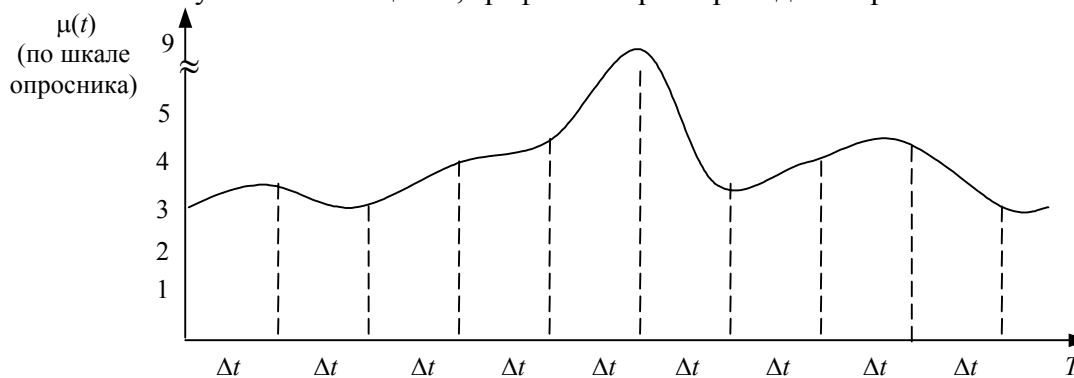


Рис. 4

Пусть интервал времени между опросами $\Delta t = T/n$, где n — число опросов за время T . Точность вычислений растет с увеличением числа n . При вычислении интеграла (1) по формуле трапеций ошибка при оценке напряженности деятельности оператора зависит от возможных ее резких перепадов (т. е. от скорости изменения подынтегральной функции $\mu''(t)$). Эта ошибка может быть вычислена по формуле [3]

$$\Delta = \left| \int_0^T \mu(t) dt - \frac{T}{n} \left[\frac{\mu(0) + \mu(T)}{2} + \sum_{i=1}^{n-1} \mu\left(i \frac{T}{n}\right) \right] \right| = \frac{T^3}{12n^3} |\mu''(\zeta)|. \quad (5)$$

При более-менее стабильной деятельности, без резких изменений напряженности, число опросов n (т. е. предъявление изображения-вопроса оператору) может быть незначительным. При резких перепадах напряженности (рис. 5, кривая 1) редкое фиксирование субъективной оценки может привести к значительному искажению результата, однако на самом деле это не совсем так. Такое искажение может наблюдаться в случае мгновенного (без запаздывания) изменения самооценки напряженности (кривая 2); в рассматриваемом же случае имеет место некоторое запаздывание самооценки, и поэтому искажение получается меньшим (кривая 3).

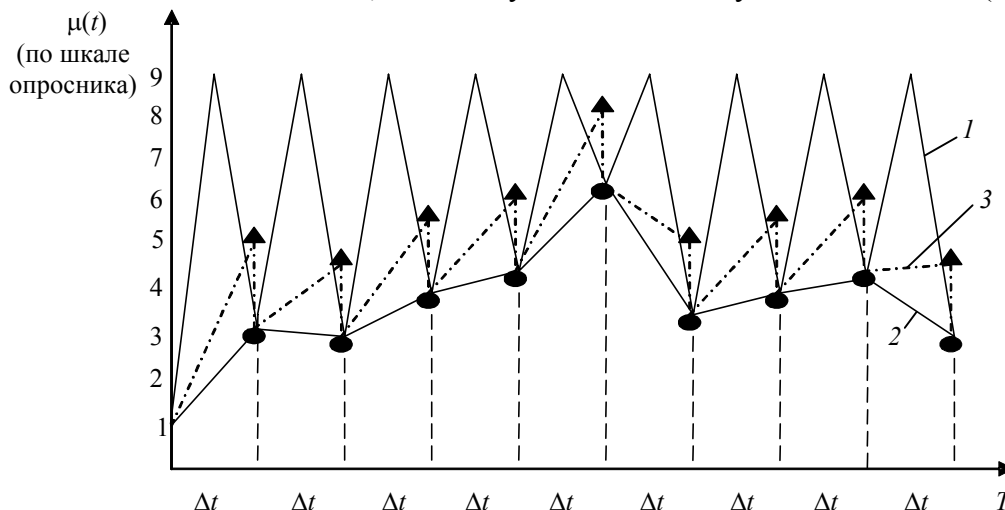


Рис. 5

Величина запаздывания зависит как от напряженности деятельности, так и от личностных особенностей оператора. При более частом предъявлении информации (изображений) внутренняя напряженность операторов, которые уже адаптировались к ее сильным изменениям, слабо меняется. Реализация данного подхода для операторов, выполняющих профессионально одну и ту же работу, целесообразна, по-видимому, только на отдельных интервалах времени, характеризующихся постоянной высокой напряженностью.

Однако следует заметить, что при повышении напряженности степень необходимой адаптации оператора не позволяет часто отвлекать его от основного вида деятельности, так как это может вызвать негативную реакцию.

При снижении напряженности адаптация оператора запаздывает, что также препятствует частым опросам. Таким образом, следует применять регулярный (периодический) автоматизированный опрос.

Частота опроса может быть определена на основе выявления наиболее благоприятного (в психологическом смысле) соотношения $T_{\text{отв}}/\Delta t$, где $T_{\text{отв}}$ — время реакции и ответа на заданный вопрос. Необходимо заметить, что при малом соотношении $T_{\text{отв}}/\Delta t$ каждый вопрос может быть неожиданным, т. е. субъективно увеличивается $T_{\text{отв}}$. При увеличении соотношения $T_{\text{отв}}/n$ уменьшается время, отводимое оператору на основную работу. Предполагается [1, 3], что соотношение $T_{\text{отв}}/\Delta t \in [0,01 \dots 0,03]$. Тогда, принимая во внимание, что $T_{\text{отв}} = 3 \dots 5$ с, частота предъявления информации Δt должна составлять 5...10 мин. При длительной работе, по-видимому, $\Delta t \approx 10$ мин; при кратковременной работе, длительностью $T = 30 \dots 60$ мин, $\Delta t \approx 3 \dots 5$ мин; при $T = 60 \dots 120$ мин — $\Delta t \approx 5 \dots 8$ мин.

Использование предлагаемого подхода особенно эффективно при тестировании (конечным пользователем) информационно-программных продуктов: реакция пользователя поможет выявить недостатки, связанные как с представлением материала, так и с его изложением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ашеров А. Т., Адаменко А. Н. и др. Информационно-управляющие человеко-машинные системы. Исследование, проектирование, испытания. Справочник / Под общ. ред. А. И. Губинского, В. Г. Евграфова. М.: Машиностроение, 1993. 512 с.
2. Дружинин Г. В. Учет свойств человека в моделях технологий. М.: Наука/Интерпериодика, 2000. 327 с.
3. Падерно П. И., Попечителев Е. П. Надежность и эргономика биотехнических систем. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ, 2007. 288 с.

Сведения об авторах

- Ахмед Абдулла Саид Балхарет** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра автоматизированных систем обработки информации и управления; E-mail: balhareth_ru@hotmail.com
- Павел Иосифович Падерно** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“, кафедра автоматизированных систем обработки информации и управления; E-mail: pipaderno@list.ru

Рекомендована кафедрой
автоматизированных систем
обработки информации и управления

Поступила в редакцию
23.03.09 г.

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 629.78.015.001

В. К. СЕМЕНИХИН, Д. В. КИРИЧЕНКО

АВТОНОМНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МАЛЫМ КОСМИЧЕСКИМ АППАРАТОМ ПРИ СБЛИЖЕНИИ С ОБСЛУЖИВАЕМЫМ ОРБИТАЛЬНЫМ ОБЪЕКТОМ

Рассматривается методика автономного управления малым космическим аппаратом при его сближении с орбитальным объектом, обслуживаемым с использованием бортового оптико-электронного прибора измерения углов визирования и лазерного измерителя дальности.

Ключевые слова: орбитальный объект, малый космический аппарат, управление относительным движением.

В последнее время при разработке космических систем все большее внимание уделяется продлению ресурса их активного функционирования. Одним из направлений решения некоторых имеющих при этом место проблем является использование малых космических аппаратов (МКА), способных выполнять операции диагностирования и обслуживания КА непосредственно на орбите.

В зависимости от содержания процесса обслуживания особенность управления малым КА определяется необходимостью обеспечения его пребывания в течение определенного интервала времени на заданной дальности и при заданном ракурсе визирования по отношению к обслуживаемому КА. Эти требования к управлению МКА могут быть удовлетворены, если его бортовые средства наблюдения позволяют определять шесть параметров относительного движения обслуживаемого объекта с необходимой точностью. В качестве таких средств могут использоваться бортовой оптико-электронный прибор измерения углов визирования обслуживаемого объекта и лазерный измеритель относительной дальности (лидар). Скорости изменения этих параметров определяются путем фильтрации результатов измерений координат на некотором интервале накопления измерительной информации.

Управление движением МКА в окрестности обслуживаемого объекта осуществляется в бортовой полетной инерциальной системе координат (ИСК). При относительной дальности, значительно меньшей дальности перевода МКА в режим автономного управления, продольная ось бортовой полетной ИСК, по которой ориентируется оптическая ось бортовых измерителей углов визирования и дальности, направлена в расчетную точку положения обслуживаемого объекта. При этом определяются

$$\mathbf{r}_{\text{сф}} = \|\alpha, \beta, r\|; \quad \dot{\mathbf{r}}_{\text{сф}} = \|\dot{\alpha}, \dot{\beta}, \dot{r}\|,$$

где $\mathbf{r}_{\text{сф}}$ — вектор относительных сферических координат, α — курсовой угол, β — полярный угол, r — дальность, $\dot{\mathbf{r}}_{\text{сф}}$ — вектор относительной скорости МКА.

Сферические параметры относительного движения преобразуются в бортовой полетной ИСК следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} x(t_k) &= \sqrt{r^2 - (z^2 + y^2)}, \quad \dot{x}(t_k) = \sqrt{\dot{r}^2 - (\dot{y}^2 + \dot{z}^2)}; \\ y(t_k) &= r\beta, \quad \dot{y}(t_k) = \dot{\beta}r + \dot{r}\beta; \\ z(t_k) &= -r\alpha, \quad \dot{z}(t_k) = -(\dot{\alpha}r + \dot{r}\alpha). \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Эти параметры принимаются в качестве начальных условий относительного движения при формировании управлений для коррекции орбиты МКА в момент t_k .

Рассмотрим методику управления МКА в предположении постоянства его угловой скорости ω относительно центра Земли в окрестности обслуживаемого объекта. Относительное движение обслуживаемого объекта в бортовой полетной ИСК при этом описывается следующим векторным выражением [см. лит.]:

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{r}(t_k) \cos[\omega(t-t_k)] + \frac{\dot{\mathbf{r}}(t_k)}{\omega} \sin[\omega(t-t_k)], \quad t \in [t_k, t_f], \quad (2)$$

где $\mathbf{r}(t_k)$, $\dot{\mathbf{r}}(t_k)$ — векторы, определяемые системой уравнений (1); t_f — момент времени достижения МКА картинной плоскости обслуживаемого объекта.

Вектор скорости относительного движения в формуле (2) определяется как

$$\dot{\mathbf{r}}(t) = -\mathbf{r}(t_k) \omega \sin[\omega(t-t_k)] + \dot{\mathbf{r}}(t_k) \cos[\omega(t-t_k)], \quad (3)$$

а значение t_f можно вычислить из условия $\mathbf{r}(t_f) \dot{\mathbf{r}}(t_f) = 0$. Подставив в это выражение формулы (2) и (3), после преобразований получим уравнение, характеризующее момент достижения МКА картинной плоскости обслуживаемого объекта:

$$t_f = \frac{1}{2\omega} \operatorname{arctg} \left[\frac{2\mathbf{r}(t_k) \dot{\mathbf{r}}(t_k)}{r^2(t_k) \omega - \frac{r^2(t_k)}{\omega}} \right].$$

Вектор $\mathbf{r}(t)$ в соответствии с формулой (2) в момент времени t_f определяет положение МКА в картинной плоскости объекта, перпендикулярной к траектории относительного движения.

Управление МКА в окрестности обслуживаемого объекта заключается в том, чтобы обеспечить заданное значение вектора положения МКА в момент достижения картинной плоскости, т.е.

$$\mathbf{r}(t_f) = \mathbf{r}_3(t_f).$$

Этим обеспечиваются требуемые расстояния наблюдения для бортовых информационных средств МКА, а также ракурс визирования обслуживаемого объекта. Требуемый вектор $\mathbf{r}_3(t_f)$ положения МКА в момент наблюдения задается в орбитальной системе координат объекта.

Получение исходных данных для формирования управления осуществляется преобразованием параметров в бортовой полетной ИСК. Тогда вектор, по которому формируется управление, определяется следующим образом:

$$\Delta \mathbf{r}(t_f) = \mathbf{r}(t_f) - \mathbf{r}_3(t_f).$$

Управление МКА осуществляется таким образом, чтобы тяга его двигателя была направлена против вектора $\Delta \mathbf{r}(t_f)$. Обычно корректирующая двигательная установка создает тягу в плоскости, перпендикулярной продольной оси МКА, по которой ориентируются оптические оси оптико-электронной системы и лидара. При средней тяге P , начальной массе МКА

m и удельном расходе топлива ρ приращение скорости МКА за счет работы корректирующей двигательной установки будет составлять

$$\Delta V_K(t_K) = P \Delta \tau_K / \left(m - \frac{\rho \Delta \tau_K}{2} \right),$$

где $\Delta \tau_K$ — длительность работы корректирующей двигательной установки.

Для ликвидации ошибки прибытия МКА в заданную точку необходимую длительность работы корректирующей двигательной установки можно определить из условия

$$\Delta r(t_f) = \frac{\Delta V_K(t_K)}{\omega} \sin[\omega(t_f - t_K)] - \Delta V_K(t_K) \frac{\Delta \tau_K}{2} \cos[\omega(t_f - t_K)]$$

следующим образом:

$$\Delta \tau_K = \left[\frac{\Delta r(t_f) \rho}{2 \rho \cos[\omega(t_f - t_K)]} + \frac{\text{tg}[\omega(t_f - t_K)]}{\omega} \right] - \sqrt{\left[\frac{\Delta r(t_f) \rho}{2 \rho \cos[\omega(t_f - t_K)]} + \frac{\text{tg}[\omega(t_f - t_K)]}{\omega} \right]^2 - \frac{2m \Delta r(t_f)}{2 \rho \cos[\omega(t_f - t_K)]}}.$$

В процессе управления корректирующая двигательная система генерирует ограниченную последовательность калиброванных импульсов тяги с частотой f . Количество калиброванных импульсов определяется как

$$n_K = \Delta \tau_K f. \quad (4)$$

В общем случае полученное с использованием формулы (4) количество калиброванных импульсов коррекции не является целым. Определение его до ближайшего целого вносит ошибку прибытия МКА в заданную точку. Ликвидировать эту ошибку можно путем округления значения n_K до большего целого за счет введения задержки δt_K на проведение коррекции.

При этом уточняются длительность работы двигательной установки $\Delta \tau'_K = (n_K + \delta n_K) / f$ и приращение скорости МКА $\Delta V'_K(t_K)$ при коррекции.

Далее определяется поправка к значению $\Delta V_K(t_K)$:

$$\delta V_K(t_K) = \frac{\rho \delta n_K}{(m - \rho \Delta \tau'_K) f}.$$

Соответствующая поправка к определению длительности задержки при проведении коррекции оценивается как

$$\delta \tau_K = \frac{\delta V_K(t_K)}{\Delta V'_K(t_K)} (t_f - t_K - \Delta \tau'_K).$$

Вследствие инструментальных и методической ошибок имеет место погрешность прибытия МКА в заданную точку картинной плоскости. Для ликвидации этих погрешностей могут производиться последующие коррекции траекторий сближения МКА с объектом по рассмотренной выше методике. Заключительная коррекция должна быть проведена на интервале подлета, достаточном для перевода специального комплекса обслуживания в рабочее состояние. При необходимости снижения относительной скорости МКА до заданного значения указанное время подлета должно обеспечить возможность переориентации МКА по вектору $\mathbf{r}_3(t_f)$ и формирование требуемых импульсов коррекции.

Рассмотренная в настоящей статье методика позволяет при заданных начальных условиях движения МКА и обслуживаемого объекта, а также заданных граничных условиях относительного движения МКА в точке прибытия оценить общее время на реализацию коррекций, количество включений двигательной установки, расход рабочего тела и т.п. Предложенная методика может быть использована при проектировании малых космических аппаратов и их бортовых систем.

ЛИТЕРАТУРА

Кириченко Д. В., Семенихин В. К., Слободчиков В. А. Модель относительного движения летательного аппарата // Сб. трудов 2-го науч.-исслед. центра 4-го ЦНИИ МО РФ. СПб., 2005. С. 127—132.

Сведения об авторах

- Виталий Кузьмич Семенихин** — канд. техн. наук, доцент; Научно-исследовательский центр (Санкт-Петербург) — филиал 4-го ЦНИИ Минобороны России
- Дмитрий Валерьевич Кириченко** — канд. техн. наук; Научно-исследовательский центр (Санкт-Петербург) — филиал 4-го ЦНИИ Минобороны России; E-mail: dvkey@rambler.ru

Рекомендована
ВКА им. А. Ф. Можайского

Поступила в редакцию
20.10.09 г.

УДК 629.78.05

М. Г. КУДИНОВ, С. Б. СИЛАНТЬЕВ, А. В. СТЕПОВОЙ

**УПРАВЛЕНИЕ
ОТНОСИТЕЛЬНЫМ ДВИЖЕНИЕМ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА
ПРИ НАБЛЮДЕНИИ ОРБИТАЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ
ПАССИВНЫМИ СРЕДСТВАМИ**

Предложен метод управления относительным движением космического аппарата в зоне прямой видимости наблюдаемого орбитального объекта. В качестве измерительной информации используются угловые координаты наблюдения за орбитальным объектом, определяемые пассивными бортовыми средствами космического аппарата-наблюдателя в условиях действия помех. Предлагаемый метод основан на принципах дуального управления.

Ключевые слова: метод управления, относительное движение, космический аппарат-наблюдатель, орбитальный объект.

Введение. Для управления движением космического аппарата относительно какого-либо орбитального объекта необходимо иметь информацию о параметрах движения каждого из них. В практических задачах параметры движения космического аппарата-наблюдателя (КАН) известны. Будем считать, что орбитальный объект совершает пассивный полет, а получение информации о параметрах его движения возможно только с помощью бортовых средств КАН.

В настоящее время задача получения информации о параметрах относительного движения КАН решается с помощью активных средств наблюдения (дальномеров, доплеровских измерителей скорости и т. п.) [1].

Использование таких средств позволяет определить ориентацию линии визирования наблюдаемого объекта, а также относительную дальность и скорость ее изменения. Однако применение активных средств не всегда возможно, так как они имеют значительную массу и габариты, а также большое энергопотребление. Использование пассивных средств наблюдения в этом смысле представляется более предпочтительным, но при этом возникает проблема определения относительной дальности. Один из подходов к решению этой проблемы заключается в формировании управления относительным движением центра масс КАН таким образом, чтобы оно носило двойственный характер, а именно: изучающий (обеспечивающий возможность определения параметров относительного состояния двух объектов) и направляющий (обеспечивающий поддержание данных параметров вблизи их требуемых значений).

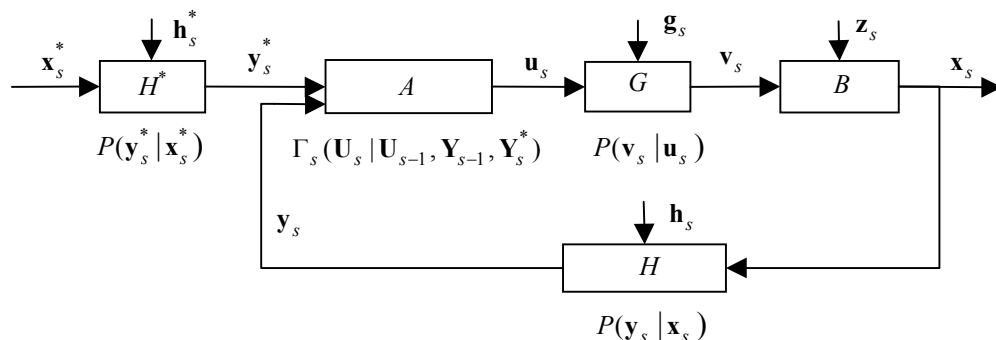
Реализующие данный подход системы управления относятся к классу систем дуального управления [2].

В обычных системах этого типа управляющие воздействия, вследствие различия их частотных диапазонов и временного разделения их приложения к объекту, можно представить двумя составляющими: первая (назовем ее изучающей) обеспечивает получение информации о параметрах движения, а вторая (направляющая) — функционирование КА в заданном режиме. Однако в общем случае такое разделение не обязательно: одно и то же воздействие может иметь двойственный характер.

В системах дуального управления возникает противоречие между двумя указанными сторонами управляющего воздействия. Действительно, выполнение задачи управления относительным движением с заданным качеством возможно лишь при своевременном формировании направляющего воздействия. Воздействие, реализованное с задержкой, ухудшает качество процесса управления КА. Однако успешно управлять можно лишь тогда, когда достаточно точно известны параметры движения наблюдаемого объекта. Между тем процесс определения параметров движения требует затрат времени. Слишком „быстрое“ управляющее устройство будет производить необоснованные направляющие действия, которые не будут должным образом подкреплены полученной в результате изучения наблюдаемого орбитального объекта информацией. Слишком „осторожная“ система будет излишне долго выжидать, накапливая информацию, и не сможет своевременно выполнить поставленную задачу сближения. И в том, и в другом случае процесс управления может оказаться неоптимальным или даже неуспешным.

Неполная информация о местонахождении наблюдаемого орбитального объекта содержится в вероятностных распределениях параметров относительного движения. Эти распределения по мере изучения наблюдаемого орбитального объекта будут, вообще говоря, все точнее и точнее характеризовать эти параметры. Именно постепенное изменение апостериорных вероятностных распределений, их сосредоточение вблизи действительных значений является оценкой интервала времени, необходимого для изучения объекта. Отличительное свойство систем дуального управления заключается в зависимости этого интервала от стратегии управляющего устройства.

Постановка задачи управления. Сформулируем задачу построения оптимального управляющего устройства относительным движением КАН [2]. Рассмотрим дискретно-непрерывную систему управления, структурная схема которой представлена на рисунке.



Информация x_s^* о параметрах относительного положения КАН поступает на вход его управляющего устройства A через канал H^* , где смешивается с шумом h_s^* . Поэтому фактическая информация y_s^* , подступающая непосредственно на вход устройства A , не соответствует действительной информации x_s^* . Аналогично происходит смешение сигнала x_s о состоянии управляемого объекта B с шумом h_s в канале H . Последний находится в цепи

обратной связи; его выходной сигнал \mathbf{y}_s поступает на вход управляющего устройства A . Далее, управляющее воздействие \mathbf{u}_s поступает на вход объекта B , также пройдя канал G , где оно смешивается с шумом \mathbf{g}_s . Поэтому действительное управляющее воздействие \mathbf{v}_s , непосредственно поступающее на объект B , вообще говоря, не равно воздействию \mathbf{u}_s . Здесь \mathbf{z}_s — помеха, действующая на управляемый объект B .

Все величины, принятые в схеме, рассматриваются лишь в дискретные моменты времени $t = 0, 1, \dots, n$, где n фиксировано. Значение любой из величин в момент времени $t = s$ снабжено индексом s (например, \mathbf{x}_s^* , \mathbf{x}_s , \mathbf{y}_s и т.д.).

Введем временные векторы

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s &= (\mathbf{u}_0, \mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_s), \mathbf{X}_s^* = (\mathbf{x}_0^*, \mathbf{x}_1^*, \dots, \mathbf{x}_s^*); \\ \mathbf{V}_s &= (\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_s), \mathbf{Y}_s^* = (\mathbf{y}_0^*, \mathbf{y}_1^*, \dots, \mathbf{y}_s^*); \\ \mathbf{X}_s &= (\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_s), \mathbf{Y}_s = (\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_s), \\ & 0 \leq s \leq n. \end{aligned}$$

Значение \mathbf{u}_s представляет собой случайную функцию от параметров \mathbf{y}_i , поступивших на вход устройства A в предыдущие моменты времени ($i < s$), также \mathbf{u}_s есть функция значений \mathbf{y}_j^* , $j < s$. Наконец, \mathbf{u}_s может зависеть и от значений \mathbf{u}_v на выходе устройства A , полученных ранее ($v < s$). Предыдущие значения \mathbf{u}_v могут запоминаться в этом устройстве и поступать на вход вычислительного блока, определяющего текущее значение \mathbf{u}_s , точно так же как поступают на вход устройства A остальные входные параметры \mathbf{y}_i и \mathbf{y}_j^* .

Задача состоит в определении оптимальной случайной стратегии устройства A , т.е. определении оптимальных плотностей вероятности

$$P_s(\mathbf{u}_s) = \Gamma_s(\mathbf{u}_s | \mathbf{U}_{s-1}, \mathbf{Y}_{s-1}, \mathbf{Y}_s^*), \quad 0 \leq s \leq n,$$

при которых полный риск R минимален.

Полный риск R определяется как математическое ожидание функции потерь:

$$R = M\{W\} = \sum_{s=0}^n M\{W_s\} = \sum_{s=0}^n R_s,$$

где R_s — средний удельный риск; W — общая функция потерь, определяемая как

$$W = \sum_{s=0}^n W_s(s, \mathbf{x}_s, \mathbf{x}_s^*); \quad W_s = W_s(s, \mathbf{x}_s, \mathbf{x}_s^*) \text{ — удельная функция потерь.}$$

Метод управления. Так как Γ_s есть плотность вероятности, то $\Gamma_s \geq 0$, и функции Γ_s должны удовлетворять ограничению

$$\int_{\Omega(\mathbf{u}_s)} \Gamma_s(\mathbf{u}_s) d\Omega = 1,$$

где $\Omega(\mathbf{u}_s)$ — область возможных значений \mathbf{u}_s , $d\Omega$ — ее бесконечно малый элемент.

Назовем Γ_i , $i = 0, 1, \dots, n$, удельными стратегиями.

Первый этап решения задачи состоит в выводе формулы для риска R . Найдем сначала выражение для условного удельного риска r_s , который определим как слагаемое риска, соответствующее s -му такту (т.е. моменту времени $t = s$), при фиксированных значениях входных сигналов управляющего устройства A .

Условный удельный риск вычисляется по формуле [3]

$$r_s = \int_{\Omega(\Lambda, \mathbf{M}, \mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s)} W_s[s, \mathbf{x}_s^*(s, \Lambda), \mathbf{x}_s] \frac{P(\Lambda)P(\mathbf{Y}_s^* | \Lambda)}{P(\mathbf{Y}_s^*)} P(\mathbf{x}_s | \mathbf{M}, s, \mathbf{u}_s) \times \\ \times \frac{P(\mathbf{M}) \prod_{i=0}^{s-1} P(\mathbf{y}_i | \mathbf{M}, i, \mathbf{u}_i)}{P(\mathbf{Y}_{s-1}, \mathbf{U}_{s-1} | \mathbf{Y}_s^*)} \prod_{i=0}^s \Gamma_i d\Omega, \quad (1)$$

где $\mathbf{M} = (\mu_1, \dots, \mu_m)$ и $\Lambda = (\lambda_1, \dots, \lambda_q)$ — случайные векторы.

Пусть $P(\mathbf{Y}_s^*, \mathbf{U}_{s-1}, \mathbf{Y}_{s-1})$ — совместная плотность распределения векторов \mathbf{Y}_s^* , \mathbf{U}_{s-1} и \mathbf{Y}_{s-1} . Тогда средний удельный риск R_s , являющийся средним значением условного удельного риска r_s , определяется формулой

$$R_s = \int_{\Omega(\mathbf{Y}_s^*, \mathbf{U}_{s-1}, \mathbf{Y}_{s-1})} r_s P(\mathbf{Y}_s^*, \mathbf{U}_{s-1}, \mathbf{Y}_{s-1}) d\Omega. \quad (2)$$

Учтем теперь, что

$$P(\mathbf{Y}_s^*, \mathbf{U}_{s-1}, \mathbf{Y}_{s-1}) = P(\mathbf{Y}_{s-1}, \mathbf{U}_{s-1} | \mathbf{Y}_s^*) P(\mathbf{Y}_s^*). \quad (3)$$

Подставив выражения (1) и (2) в формулу (3), с учетом

$$P(\mathbf{Y}_s^* | \Lambda) = \prod_{i=0}^s P(\mathbf{y}_i^* | \Lambda) = \prod_{i=0}^s P(\mathbf{y}_i^* | i, \Lambda)$$

получим основную формулу — выражение для R_s в виде

$$R_s = \int_{\Omega(\Lambda, \mathbf{M}, \mathbf{x}_s, \mathbf{Y}_s^*, \mathbf{U}_s, \mathbf{Y}_{s-1})} W_s[s, \mathbf{x}_s^*(s, \Lambda), \mathbf{x}_s] P(\Lambda) \left[\prod_{i=0}^s P(\mathbf{y}_i^* | i, \Lambda) \right] P(\mathbf{x}_s | \mathbf{M}, s, \mathbf{u}_s) \times \\ \times P(\mathbf{M}) \left[\prod_{i=0}^{s-1} P(\mathbf{y}_i | \mathbf{M}, i, \mathbf{u}_i) \right] \cdot \left[\prod_{i=0}^s \Gamma_i \right] d\Omega.$$

Управление при $t = k$ ($k < n$) должно быть направлено не только на уменьшение значения R_k — удельного риска, но и на уменьшение значений рисков R_i ($i > k$) в последующие моменты времени путем лучшего изучения объекта. Рассмотрим S_k — составляющую полного риска R , зависящую от стратегии Γ_k :

$$S_k = \sum_{i=k}^n R_i = R_k + \sum_{i=k+1}^n R_i. \quad (4)$$

По отношению к удельной стратегии Γ_k первое слагаемое правой части выражения (4) можно назвать риском действия, а второе — риском изучения. Прimitивная стратегия, определяющая воздействие \mathbf{u}_k (или его плотность вероятности Γ_k), так чтобы минимизировать лишь риск действия, не является оптимальной. С другой стороны, игнорирование риска действия и минимизация лишь риска изучения, т. е. выбор \mathbf{u}_k (либо Γ_k) лишь с целью наилучшего изучения объекта для использования этой информации в последующих действиях, также не будет оптимальным поведением. Оптимальная стратегия при дуальном управлении должна минимизировать сумму S_k рисков действия и изучения.

При определении оптимальной стратегии дуального управления воспользуемся методом динамического программирования [4].

Оптимальная стратегия Γ_n^* (для фиксированного момента времени n) определяется выражением

$$\Gamma_n^* = \delta(\mathbf{u}_n - \mathbf{u}_n^*), \quad (5)$$

где δ — единичная импульсная функция.

Величина \mathbf{u}_n^* представляет собой функцию от \mathbf{U}_{n-1} , \mathbf{Y}_{n-1} , \mathbf{Y}_n^* :

$$\mathbf{u}_n^* = \mathbf{u}_n^*(\mathbf{U}_{n-1}, \mathbf{Y}_{n-1}, \mathbf{Y}_n^*). \quad (6)$$

Это означает, что Γ_n^* является регулярной стратегией, причем в соответствии с выражением (6) оптимальное значение \mathbf{u}_n равно \mathbf{u}_n^* . Как следует из выражения (6), \mathbf{u}_n^* представляет собой функцию от ранее поступивших на управляющее устройство A сигналов \mathbf{u}_s , \mathbf{y}_s , $s = 0, 1, \dots, n-1$, а также параметров \mathbf{y}_i^* , $i = 0, 1, \dots, n$.

Оптимальная стратегия Γ_{n-k}^* (для некоторого момента времени $n-k$), определяемая выражением

$$\Gamma_{n-k}^* = \delta(\mathbf{u}_{n-k} - \mathbf{u}_{n-k}^*),$$

где

$$\mathbf{u}_{n-k}^* = \mathbf{u}_{n-k}^*(\mathbf{Y}_{n-k}^*, \mathbf{U}_{n-k-1}, \mathbf{Y}_{n-k-1}), \quad (7)$$

регулярна и заключается в выборе $\mathbf{u}_{n-k} = \mathbf{u}_{n-k}^*$ согласно формуле (7). Как видно из этой формулы, оптимальное управление \mathbf{u}_{n-k}^* в момент $t = n-k$ зависит, вообще говоря, от предыстории изменения входных сигналов, поступающих на устройство A , т.е. от всех значений \mathbf{u}_i и \mathbf{y}_i , $i = 0, 1, \dots, n-k-1$, а также от значений \mathbf{y}_j^* , $j \leq n-k$. При этом начальное управляющее воздействие $\mathbf{u}_0^* = \mathbf{u}_0^*(\mathbf{y}_0^*)$ зависит от исходной информации, полученной на входе устройства A , и от априорных данных.

Следует отметить, что в оптимальном алгоритме (7), который должен быть заложен в управляющее устройство A , значение \mathbf{u}_{n-k}^* зависит от параметров \mathbf{u}_i , \mathbf{y}_i , \mathbf{y}_i^* , поступивших на вход устройства A в прошлом, а также от текущего значения \mathbf{y}_{n-k}^* , но не от будущих значений этих параметров. Поэтому оптимальное управляющее устройство физически реализуемо.

Заключение. Экспериментальные исследования предложенного метода были проведены путем математического моделирования управляемого относительного движения КАН и наблюдаемого орбитального объекта. Их орбиты принимались круговыми компланарными.

В результате моделирования было установлено, что минимальное количество управляющих воздействий равно двум; первое управляющее воздействие должно быть направлено по перпендикуляру к линии визирования; параметры последующих управляющих воздействий выбираются исходя из конкретного вида относительного маневра (облет, зависание, барражирование и т.д.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гончаревский В. С. Методы и алгоритмы управления относительным движением космических аппаратов. МО РФ, 1998. 87 с.
2. Фельдбаум А. А. Теория дуального управления // Автоматика и телемеханика. 1960. Т. 21, № 9. С. 1240—1249.
3. Фельдбаум А. А. Основы теории оптимальных автоматических систем. М.: Наука, 1966. 629 с.
4. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. С. 385—389.

Сведения об авторах

- Михаил Георгиевич Кудинов** — Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра автономных систем управления, Санкт-Петербург; мл. науч. сотрудник; E-mail: kudinov.m@gmail.com
- Сергей Борисович Силантьев** — канд. техн. наук, доцент; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра автономных систем управления, Санкт-Петербург; E-mail: silantev2008@yandex.ru
- Андрей Васильевич Степовой** — канд. техн. наук; КБ точного машиностроения им. А. Э. Нудельмана, Москва; E-mail: kbtm2@tochmash.rmt.ru

Рекомендована кафедрой автономных систем управления ВКА

Поступила в редакцию 02.03.09 г.

УДК 62.50

Е. Д. ЛИХОЛЕТОВ, А. В. УШАКОВ, А. Ю. ЦВЕНТАРНЫЙ

АНАЛИЗ ПЕРЕКРЕСТНЫХ СВЯЗЕЙ В ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ КЛАССА „ДВУМЕРНЫЙ ВХОД — ВЫХОД“ С ОДНОТИПНЫМИ КАНАЛАМИ

Показывается, что работоспособность динамических систем класса „двумерный вход — выход“ с однотипными каналами и матрицей вращения перекрестных связей сохраняется, если ее аргумент не превышает запаса устойчивости по фазе сепаратного канала системы. Предлагается способ увеличения запаса устойчивости скалярных полиномиальных динамических моделей.

Ключевые слова: динамическая система, перекрестные связи, матрица вращения, запас устойчивости.

Постановка задачи. Рассматривается проблема построения автоматических систем, встраиваемых в измерительные мониторинговые комплексы, использующие принцип следящего преобразования. Такие системы, как правило [1—5], являются двухканальными с однотипным исполнением каналов и характеризуются наличием перекрестных межканальных связей с матрицей типа „матрица вращения“ (МВ). Наличие перекрестных связей при определенных значениях аргумента μ МВ становится причиной потери работоспособности двухканальных систем при устойчивых сепаратных каналах.

В настоящей статье рассматривается проблема установления связи аргумента μ МВ с запасом устойчивости $\Delta\varphi$ по фазе сепаратных однотипных каналов, степень различия которых оказывается важным фактором.

Определение связи между предельно допустимым значением аргумента матрицы вращения и запасом устойчивости сепаратных каналов. Основной результат.

Рассмотрим динамическую систему (ДС) класса „двумерный вход — выход“, структурная схема которой приведена на рис. 1. Здесь $g_i, \varepsilon_i, y_i, i=1, 2$, — внешнее воздействие, ошибка слежения и выход i -го сепаратного канала соответственно; μ — аргумент матрицы межканальных связей (матрицы вращения) $T = \text{col}\{[\cos \mu \quad \sin \mu], [-\sin \mu \quad \cos \mu]\}$; v_1, v_2 — переменные, образующие двумерный выход матрицы T ; $W(s)$ — передаточная функция прямой цепи i -го сепаратного канала спроектированной системы, имеющая представление

$$W(s) = M(s)N^{-1}(s), \quad (1)$$

где $M(s)$, $N(s)$ — полиномы с вещественными коэффициентами степени m и n ($m < n$) соответственно, образующие при $\mu=0$ характеристический полином $D(s)$ каждого сепаратного канала в замкнутом виде в силу соотношения $D(s) = N(s) + M(s)$.

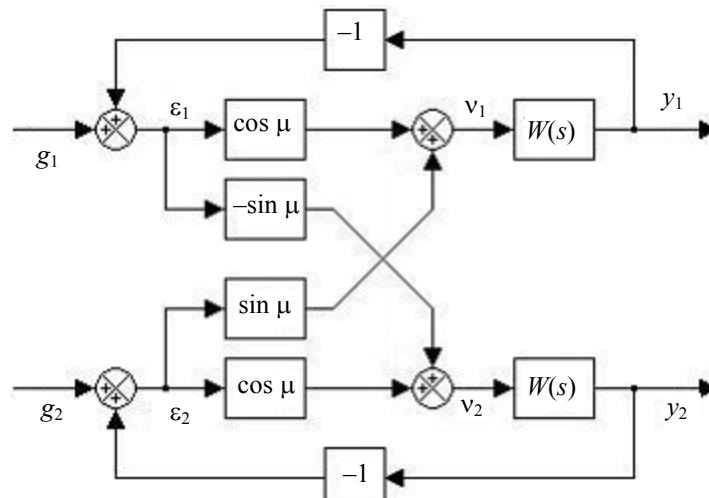


Рис. 1

Для аналитического описания системы (см. рис. 1) воспользуемся скалярным комплексированным представлением, опирающимся на приведенные в работах [6—9] результаты, модифицированные применительно к представлению матрицы межканальных связей в виде матрицы вращения.

Утверждение 1. Двухканальная система (см. рис. 1) с помощью процедуры комплексирования векторных переменных может быть приведена к скалярному представлению с передаточной функцией $W_{\text{эКВ}}(s)$ прямой цепи вида

$$W_{\text{эКВ}}(s) = e^{-j\mu} W(s). \quad (2)$$

Доказательство. Для рассматриваемой схемы справедливы следующие соотношения:

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W(s) & 0 \\ 0 & W(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \mu & \sin \mu \\ -\sin \mu & \cos \mu \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon_1(s) \\ \varepsilon_2(s) \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$y_1(s) = W(s)(\cos \mu)\varepsilon_1(s) + W(s)(\sin \mu)\varepsilon_2(s), \quad (4)$$

$$y_2(s) = -W(s)(\sin \mu)\varepsilon_1(s) + W(s)(\cos \mu)\varepsilon_2(s). \quad (5)$$

Введем в рассмотрение комплексированные переменные двухканальной системы:

$$g^* = g_1 + jg_2, \quad \varepsilon^* = \varepsilon_1 + j\varepsilon_2, \quad y^* = y_1 + jy_2. \quad (6)$$

Умножив соотношение (5) на $j = \sqrt{-1}$, в результате получим

$$jy_2(s) = -W(s)(j \sin \mu)\varepsilon_1(s) + W(s)(\cos \mu)(j\varepsilon_2(s)). \quad (7)$$

Просуммируем выражения (4) и (7) и воспользуемся представлениями (6):

$$\begin{aligned} y^*(s) &= y_1(s) + jy_2(s) = W(s)(\cos \mu)\varepsilon_1(s) + W(s)(\sin \mu)\varepsilon_2(s) - \\ &\quad - W(s)(j \sin \mu)\varepsilon_1(s) + W(s)(\cos \mu)(j\varepsilon_2(s)) = \\ &= W(s)(\cos \mu)\varepsilon_1(s) - W(s)(j \sin \mu)(j\varepsilon_2(s)) - W(s)(j \sin \mu)\varepsilon_1(s) + W(s)(\cos \mu)(j\varepsilon_2(s)) = \\ &= W(s)\{\cos \mu - j \sin \mu\}\varepsilon_1(s) + W(s)\{\cos \mu - j \sin \mu\}(j\varepsilon_2(s)) = \\ &= W(s)e^{-j\mu}(\varepsilon_1(s) + j\varepsilon_2(s)) = e^{-j\mu}W(s)\varepsilon^*(s) = W_{\text{эКВ}}(s)\varepsilon^*(s). \end{aligned} \quad (8) \blacksquare$$

Доказанное утверждение делает справедливыми положения утверждения 2.

Утверждение 2. Двухканальная система (см. рис. 1) с симметричными каналами, описываемая передаточной функцией (2) относительно комплексированных переменных $\varepsilon^*(s)$, $y^*(s)$, оказывается на границе устойчивости, если аргумент μ матрицы T удовлетворяет условию

$$|\mu| = \Delta\varphi, \quad (9)$$

и становится неустойчивой при

$$|\mu| > \Delta\varphi. \quad (10)$$

Доказательство. В силу критерия устойчивости Найквиста если выполняется условие (9), то передаточная функция (2) характеризуется нулевым запасом устойчивости, при этом ее частотный годограф проходит через критическую точку $(-1; 0)$, а при выполнении условия (10) он охватывает эту точку. ■

Примечание. Если аргумент μ оказывается интервальной величиной $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$ согласно работам [9, 10], то в неравенстве (10) следует положить $\mu = \max \{ |\underline{\mu}|, |\bar{\mu}| \}$.

Максимизация запаса устойчивости сепаратных каналов в стандартных полиномиальных динамических моделях (ПДМ) на основе модальных представлений. Решение этой задачи осуществляется в соответствии со следующей логикой. Вычленим из структуры двухканальной системы (см. рис. 1) сепаратный канал с передаточной функцией (1), которую представим в виде

$$W(s) = \frac{M(s)}{D(s) - M(s)} = \frac{1}{s} \frac{v_n}{s^{n-1} + \sum_{i=1}^{n-1} v_i s^{n-1-i}}. \quad (11)$$

В замкнутом виде уравнение (11) формирует передаточную функцию „вход — выход“:

$$\Phi(s) = \frac{y_i(s)}{g_i(s)} = \frac{W(s)}{1 + W(s)} = \frac{M(s)}{D(s)} = \frac{v_n}{s^n + \sum_{i=1}^n v_i s^{n-i}}. \quad (12)$$

Оценка запаса устойчивости сепаратного канала (12) осуществляется согласно следующей процедуре.

1. Задать ПДМ с характеристическим полиномом $D(s)$, имеющим известные (Баттерворта, Ньютона) распределения мод или их модификации.

2. На основе выбранного в п. 1 представления ПДМ вычислить передаточную функцию разомкнутой системы вида (11).

3. Оценить запас устойчивости по фазе с помощью критерия устойчивости Найквиста, примененного к передаточной функции (11), с использованием процедуры „BODE“ в программе MatLab Simulink.

При модификации распределения мод Баттерворта (МРМБ) изменяемым параметром является величина $\psi \in [\pi/2; 0]$ их локализации в левой полуплоскости на единичной окружности в секторе раскрытом 2ψ .

На рис. 2 приведен график зависимости $\Delta\varphi(\psi)$ для МРМБ с первого порядка по пятый ($n=\overline{1,5}$). Для всех порядков ПДМ обнаруживается общая тенденция увеличения запаса устойчивости с уменьшением параметра ψ раскрыва сектора.

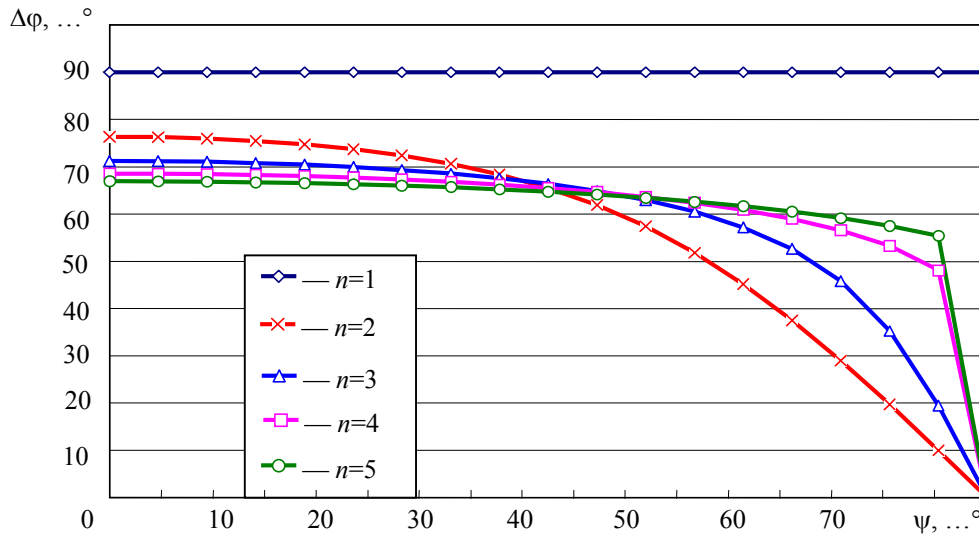


Рис. 2

В табл. 1 приведены значения $\Delta\varphi$ для ПДМ с биномиальным распределением мод Ньютона (БРМН) при $n=\overline{1,5}$, здесь в аналитическом представлении полинома $D(s, \omega_0)$ ω_0 — характеристическая частота БРМН. Сравнение величин $\Delta\varphi$, представленных на рис. 2 и в табл. 1, показывает, что запас устойчивости по фазе с БРМН превышает запасы устойчивости с МРМБ для равных порядков ПДМ при $\psi \neq 0$, а при $\psi = 0$ эти величины совпадают. Таким образом, основное направление дальнейших модификаций распределений мод ПДМ будем связывать с возможностями модифицируемости БРМН.

Таблица 1

n	Аналитическое представление полинома $D(s, \omega_0)$	$\Delta\varphi, \dots^\circ$
1	$s + \omega_0$	90
2	$(s + \omega_0)^2$	76,34
3	$(s + \omega_0)^3$	71,25
4	$(s + \omega_0)^4$	68,58
5	$(s + \omega_0)^5$	66,93

В качестве модифицируемой версии распределения мод используется версия биномиального распределения, параметризованная коэффициентом ν , записываемая в виде

$$D(\lambda) = D(\lambda, \omega_0, \nu) = \prod_{i=0}^{n-1} (\lambda + \omega_0 (1 + i\nu)), \quad (13)$$

где λ — корень характеристического полинома.

Очевидно, что при $\nu=0$ модифицированное биномиальное распределение принимает вид канонического биномиального.

При построении модифицированного БРМН в виде (13) учитывается доминирование одной моды над остальными, в соответствии с которым обеспечивается выбор параметра ν . Следует ожидать, что при $\nu \geq 10$ система с характеристическим полиномом вида (13) будет максимально приближена к апериодическому звену 1-го порядка.

На рис. 3 приведен график зависимости $\Delta\varphi(v)$ для ПДМ с первого порядка по пятый ($n=1, 5$). Для всех порядков ПДМ обнаруживается общая тенденция увеличения запаса устойчивости с увеличением параметра v .

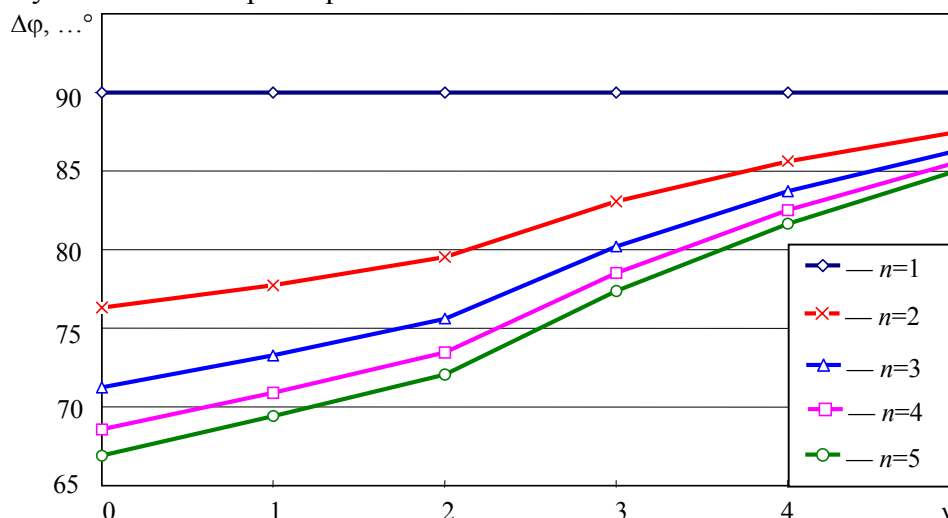


Рис. 3

Для обеспечения работоспособности двухканальной динамической системы с перекрестными связями путем повышения запаса устойчивости сепаратных каналов необходимо решить проблему степени свободы назначения параметров ω_0 и v . Для решения этой проблемы будут полезны положения следующего утверждения.

Утверждение 3. Если ПДМ сепаратного канала системы имеет характеристический полином вида (13), то добротность $D_i = \dot{g}_i / \varepsilon_{i \text{ уст}}$ (где $\varepsilon_{i \text{ уст}}$ — установившаяся ошибка в i -м сепаратном канале) канала по скорости определяется в соотношении

$$D_i = \left\{ \frac{1}{\omega_0} + \frac{1}{(1+v)\omega_0} + \frac{1}{(1+2v)\omega_0} + \dots + \frac{1}{(1+(n-1)v)\omega_0} \right\}^{-1}. \quad (14)$$

Доказательство строится на использовании аналитического представления добротности по скорости сепаратного канала на основе выражения (11) в виде $D_i = v_n(\omega_0) / v_{n-1}(\omega_0)$. Если с помощью соотношения (13) сформировать вид коэффициентов $v_{n-1}(\omega_0)$ и $v_n(\omega_0)$, то их отношение приводит к уравнению (14). ■

Построение банка моделей ПДМ с динамическими показателями, параметризованными характеристической частотой ω_0 и аргументом μ МВ. Полученные результаты по выбору полиномиальной модели с максимальным запасом устойчивости по фазе следует дополнить таблицей показателей $\{\beta_j, j=\overline{1, p}\}$ качества процессов в переходном и установившемся режимах сепаратного канала, вмонтированного в структуру двухканальной системы с перекрестными связями, характеризующимися аргументом μ . Таким образом, таблица показателей будет содержать их значения $\beta_j(v, \omega_0, \mu)$.

В качестве примера в табл. 2 приведены значения показателей $\beta_j(v, \omega_0, \mu)$ для ПДМ третьего порядка ($n=3$) с модифицированным БРМН при $v=5, v=10, v=20$ и $\mu \in [0, 60^\circ] \forall \omega_0$; в таблице: σ — перерегулирование; t_σ — момент достижения переходной характеристикой ее максимального значения; t_1 — время первого, после t_σ , пересечения переходной характеристикой границы допустимой ошибки $\Delta=5\%$; t_2 — время последнего пересечения

переходной характеристикой границы допустимой ошибки $\Delta=5\%$. Длительность переходного процесса $t_{пр}$ определяется выражением $t_{пр} = \max\{t_1, t_2\}$.

Таблица 2

μ, \dots°	$\nu=5$					$\nu=10$					$\nu=20$				
	$\sigma, \%$	t_σ	$t_1, \text{с}$	$t_2, \text{с}$	$\frac{D_i}{\omega_0}$	$\sigma, \%$	t_σ	$t_1, \text{с}$	$t_2, \text{с}$	$\frac{D_i}{\omega_0}$	$\sigma, \%$	t_σ	$t_1, \text{с}$	$t_2, \text{с}$	$\frac{D_i}{\omega_0}$
0	0	—	—	—	0,769	0	—	—	—	0,87	0	—	—	—	0,930
6	0	—	—	—	0,774	0	—	—	—	0,874	0	—	—	—	0,935
12	0	—	—	—	0,786	0	—	—	—	0,889	0	—	—	—	0,951
18	0	—	—	—	0,809	0	—	—	—	0,914	0	—	—	—	0,978
24	1	$\frac{3,54}{\omega_0}$	—	—	0,842	0	—	—	—	0,952	0	—	—	—	1,018
30	1,5	$\frac{3,07}{\omega_0}$	—	—	0,888	1,06	$\frac{3,03}{\omega_0}$	—	—	1,004	0,7	$\frac{3,06}{\omega_0}$	—	—	1,074
36	3,8	$\frac{2,78}{\omega_0}$	—	—	0,951	2,7	$\frac{2,65}{\omega_0}$	—	—	1,075	2	$\frac{2,64}{\omega_0}$	—	—	1,15
42	7,7	$\frac{2,58}{\omega_0}$	$\frac{3,35}{\omega_0}$	—	1,035	5,6	$\frac{2,4}{\omega_0}$	$\frac{3,17}{\omega_0}$	$\frac{5,28}{\omega_0}$	1,17	4,2	$\frac{2,36}{\omega_0}$	—	—	1,252
48	13,6	$\frac{2,45}{\omega_0}$	$\frac{3,24}{\omega_0}$	—	1,149	10,28	$\frac{2,23}{\omega_0}$	$\frac{3,03}{\omega_0}$	$\frac{5,98}{\omega_0}$	1,3	8	$\frac{2,15}{\omega_0}$	$\frac{2,92}{\omega_0}$	$\frac{5,52}{\omega_0}$	1,39
54	22,4	$\frac{2,36}{\omega_0}$	$\frac{3,16}{\omega_0}$	—	1,307	17,4	$\frac{2,11}{\omega_0}$	$\frac{2,93}{\omega_0}$	$\frac{6,25}{\omega_0}$	1,479	13,8	$\frac{2,01}{\omega_0}$	$\frac{2,79}{\omega_0}$	$\frac{5,86}{\omega_0}$	1,583
60	37,6	$\frac{2,31}{\omega_0}$	$\frac{3,11}{\omega_0}$	$\frac{10,28}{\omega_0}$	1,539	27,8	$\frac{2,03}{\omega_0}$	$\frac{2,85}{\omega_0}$	$\frac{9,1}{\omega_0}$	1,739	22,4	$\frac{1,9}{\omega_0}$	$\frac{2,7}{\omega_0}$	$\frac{5,96}{\omega_0}$	1,861

Использование данных табл. 2 позволяет предложить следующую оформленную в виде алгоритма процедуру поканального синтеза систем класса „двумерный вход — выход“, основанную на использовании возможностей модального управления.

Алгоритм.

1. Сформулировать требования к значениям показателей качества проектируемой системы в переходном и установившемся режимах.

2. Произвести оценку возможного диапазона вариаций параметра μ — аргумента матрицы T — с последующим его представлением в виде интервального числа $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$.

3. В силу доказанных утверждений принять $\mu = \max\{|\underline{\mu}|, |\bar{\mu}|\}$.

4. Произвести оценку порядка n исходной динамической модели сепаратного канала на основе модельных представлений образующих его функциональных компонентов и выбрать значение параметра ν .

5. Построить векторно-матричное (A, B, C) -представление исходной динамической модели сепаратного канала, рассматриваемого в процедуре синтеза как объект управления.

6. Осуществить выбор типа ПДМ (параметризованной коэффициентом ν , характеристической частотой ω_0 и аргументом μ), доставляющей системе в условиях наличия перекрестных связей динамические показатели, сформированные в п. 1.

7. Построить модальную модель на основе векторно-матричного (G, H) -представления ПДМ, выбранной при выполнении п. 6.

8. Осуществить канонический синтез [4—9, 10] сепаратных каналов двухканальной системы с использованием возможностей модельного управления.

9. Провести комплексное экспериментальное исследование в программе Matlab Simulink динамических показателей спроектированной двухканальной ДС.

Результаты компьютерного эксперимента. Для иллюстрации полученных результатов проведено исследование двух версий двухканальной динамической системы (см. рис. 1), каналы которых построены с использованием ПДМ третьего порядка с модифицируемым биномиальным распределением для значений $\nu=1$ и $\nu=10$ при $\omega_0=10 \text{ с}^{-1}$ и $\mu=0, 30$ и 75° .

Графики процессов в пространстве выходов двумерной системы при входном векторном скачкообразном единичном воздействии приведены на рис. 4, а—е.

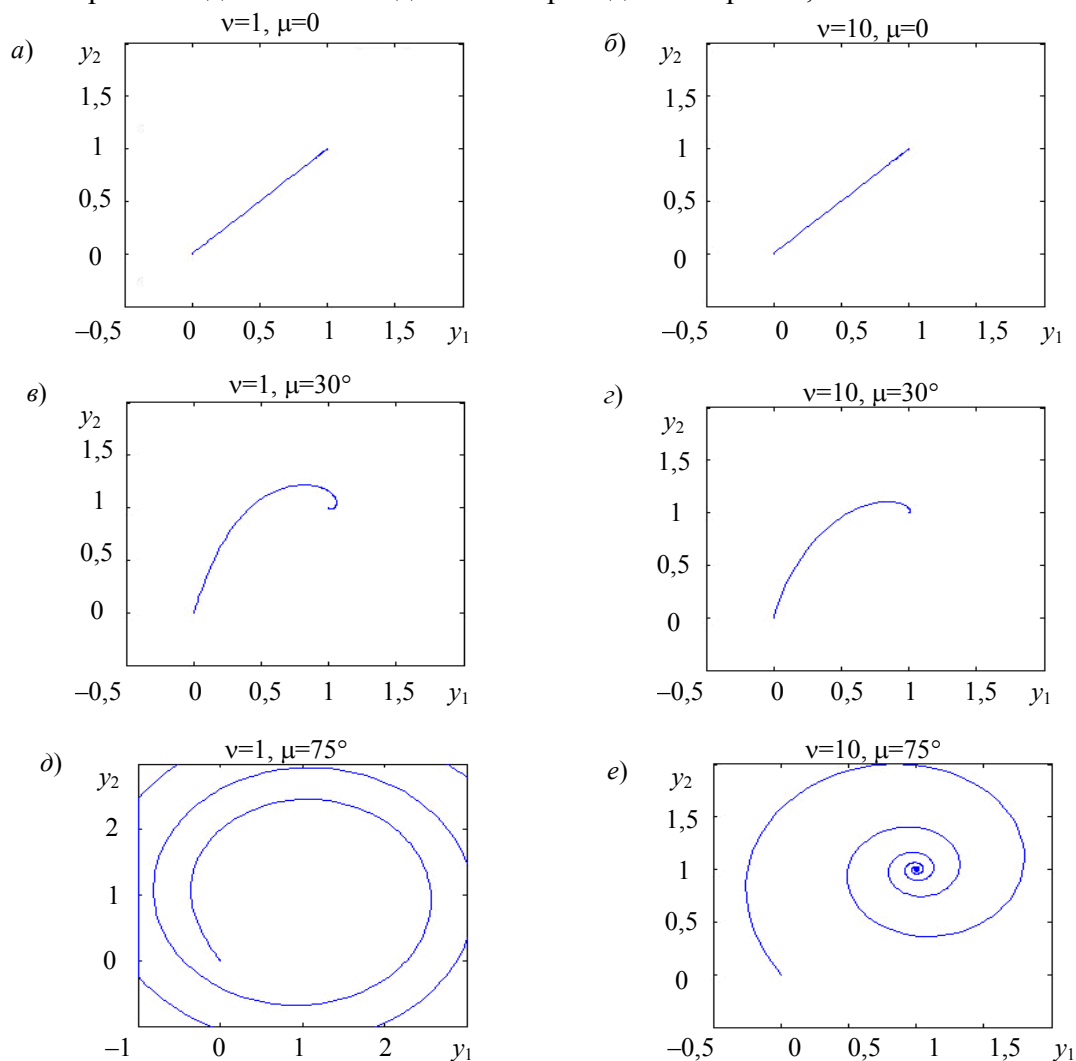


Рис. 4

ПДМ третьего порядка с модифицированным БРМН при $\nu=1$ обладает запасом устойчивости $\Delta\varphi=73,277^\circ$, а при $\nu=10$ — $\Delta\varphi=83,711^\circ$. Как и следовало ожидать, при $\mu=75^\circ$ и $\nu=1$ (см. рис. 4, д) система оказывается неработоспособной, в то время как при $\mu=75^\circ$ и $\nu=10$ (см. рис. 4, е) система остается работоспособной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акунов Т. А., Сударчиков С. А., Ушаков А. В. Синтез фотоэлектрической следящей системы на основе интервальных модельных представлений. Часть I. Построение интервальной модели компонентов системы // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47, № 1.
2. Акунов Т. А., Сударчиков С. А., Ушаков А. В. Синтез фотоэлектрической следящей системы на основе интервальных модельных представлений. Часть II. Синтез управления, обеспечивающего стабильные эллипсоидные показатели качества системы // Там же. 2004. Т. 47, № 2.
3. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления: Пер с англ. М: Мир, 1977.
4. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ / В. В. Григорьев, В. Н. Дроздов, В. В. Лаврентьев, А. В. Ушаков. Л.: Машиностроение, 1983.
5. Николаев П. В., Сабинин Ю. А. Фотоэлектрические следящие системы. Л.: Энергия, 1969.
6. Мирошник И. В. Теория автоматического управления: Линейные системы. СПб.: Питер, 2005.
7. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. СПб.: Профессия, 2003.
8. Ушаков А. В. Обобщенное модальное управление // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43, № 3.
9. Никифоров В. О., Ушаков А. В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб.: СПбГИТМО (ТУ), 2002.
10. Дударенко Н. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Математические основы современной теории управления: аппарат метода пространства состояний: Учеб. пособие / Под ред. А. В. Ушакова. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2008.

Сведения об авторах

- Евгений Дмитриевич Лихолетов** — студент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: bsboris@gmail.com
- 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
- Артем Юрьевич Цвентарный** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: Taifyn@nm.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
25.12.08 г.

А. А. СИЗОВА

**МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ ОБЛАСТЕЙ ДОСТИЖИМОСТИ
ДЛЯ НЕЛИНЕЙНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ СИСТЕМ**

Рассматривается задача построения областей достижимости летательного аппарата при действии возмущений с неизвестными статистическими характеристиками. Граница области достижимости строится по точкам на основе решения вспомогательной конфликтной задачи, для которой предлагается итерационный алгоритм. Разработана программа, реализующая предложенный метод и демонстрирующая эффективность его применения.

Ключевые слова: область достижимости, конфликтная задача, система стабилизации, оптимальное управление.

При решении многих задач динамики полета летательного аппарата (ЛА) возникает проблема определения области возможных его положений в пространстве для различных моментов времени.

Пусть движение любой управляемой системы определяется векторным дифференциальным уравнением

$$\frac{dz}{dt} = f(t, z(t), u(t)),$$

где $z^T = (z_1, z_2, \dots, z_n)$ — вектор состояния системы; $f^T = (f_1, f_2, \dots, f_n)$ — непрерывная вектор-функция; $u^T = (u_1, u_2, \dots, u_m)$ — вектор сигнала управления, удовлетворяющий ограничению

$$u(t) \in U,$$

где U — допустимое множество управлений.

Заданы начальные условия

$$t = t_0, \quad z(t_0) = z_0.$$

Областью достижимости (ОД) управляемой системы в фазовом пространстве в момент времени T ($T > t_0$) называется [1] множество всех состояний системы, в каждое из которых к моменту времени T возможен перевод системы из начального состояния z_0 посредством выбора вектор-функции управления $u(t)$, удовлетворяющей заданным ограничениям.

Методы построения ОД находят применение при исследовании законов управления динамическими системами [2], при решении задач оптимального управления с фиксированным моментом окончания управляемого движения и сложными терминальными условиями [3]. Эти методы используются также при исследовании инвариантности управляемых систем [4], при решении задач векторной оптимизации [3], при идентификации динамических систем [5].

В частности, методы построения ОД эффективны при решении игровых задач управления [6, 7]. Например, при решении конфликтной задачи сближения — уклонения двух ЛА сигнал управления одного из них (преследователя) выбирается на основе анализа взаимного расположения ОД преследователя и преследуемого [6]. Или другой пример — для решения задач стабилизации: при наличии внешних возмущений и помех с неизвестными статистическими характеристиками управление целесообразно выбирать, основываясь на вычислении будущего гарантированного результата. Например, с учетом влияния ветра или взрывной волны можно считать, что воздействие имеет любые статистические характеристики, но ограничено по абсолютной величине. Рассматривать подобную задачу можно как дифференциальную игровую задачу с участием двух игроков. Первый игрок за счет выбора управления

стремится стабилизировать ЛА, а второй игрок, путем внесения помех и возмущений, действует наихудшим для первого игрока образом. Для решения данной задачи можно также использовать подход, основанный на анализе взаимного расположения ОД [6].

Рассмотрим приближенный алгоритм построения ОД на примере нелинейной системы стабилизации нормальной перегрузки ЛА при наличии возмущений с неизвестными статистическими характеристиками. Движение ЛА в вертикальной плоскости с учетом динамики системы стабилизации перегрузки определяется следующими дифференциальными уравнениями [8]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV}{dt} &= -\frac{c_x q S}{M} - g \sin \theta; & \frac{d\delta_B}{dt} &= \frac{1}{\tau} \{ k_{\text{пр}} \varepsilon - \delta_B \}; \\ \frac{d\theta}{dt} &= c_y^\alpha \alpha \frac{qS}{MV} + c_y^{\delta_B} \delta_B \frac{qS}{MV} - \frac{g \cos \theta}{V}; & \frac{dx}{dt} &= V \cos \theta; \\ \frac{d\omega_z}{dt} &= \left(m_z^\alpha \alpha + m_z^{\delta_B} \delta_B + m_z^{\bar{\omega}_z} \frac{\omega_z l}{V} + m_z^\xi \xi \right) q \frac{Sl}{J_z}; & \frac{dy}{dt} &= V \sin \theta; \\ \frac{d\vartheta}{dt} &= \omega_z; \\ \alpha &= \vartheta - \theta; \quad \varepsilon = k_y (u - k_{ny} N_y) - k_\omega \omega_z; \quad N_y = \left(c_y^\alpha \alpha + c_y^{\delta_B} \delta_B \right) \frac{qS}{Mg}; \quad z^T = [V, \theta, \omega_z, \vartheta, \delta_B, x, y], \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

здесь θ — угол наклона траектории движения ЛА к горизонту; ω_z — угловая скорость ЛА вокруг поперечной оси z ; ϑ — угол тангажа; δ_B — угол отклонения рулей высоты; α — угол атаки; N_y — безразмерная нормальная перегрузка ЛА; M — масса ЛА; V — скорость ЛА; x, y — координаты ЛА в вертикальной плоскости; S — площадь миделя; $q = \rho V^2 / 2$ — скоростной напор; ρ — плотность воздуха; ξ — возмущение; c_x — безразмерный коэффициент лобового сопротивления; $c_y^\alpha, c_y^{\delta_B}$ — производные коэффициента подъемной силы по углам α и δ_B ; $m_z^\alpha, m_z^{\delta_B}, m_z^{\bar{\omega}_z}, m_z^\xi$ — производные коэффициента аэродинамического момента по углам α, δ_B и по величинам $\bar{\omega}_z, \xi$; τ — постоянная времени рулевого привода; $k_{\text{пр}}$ — коэффициент усиления рулевого привода; J_z — момент инерции; l — размах крыла; ε — сигнал, подаваемый на вход рулевого привода; k_y, k_{ny}, k_ω — коэффициенты контура стабилизации нормальной перегрузки.

Структурная схема контура стабилизации перегрузки ЛА в продольной плоскости, соответствующая математической модели (1), представлена на рис. 1 $\left(\frac{k_{\text{пр}}}{\tau p + 1} \right.$ — передаточная функция рулевого привода, учитывающая инерционность в работе его подвижных частей).

Будем считать начальное положение ЛА заданным:

$$t_0 = 0, \quad V(0) = V_0, \quad \theta(0) = \theta_0, \quad \vartheta(0) = \vartheta_0, \quad \omega_z(0) = \omega_{z_0}, \quad \delta_B(0) = \delta_{B_0}, \quad x(0) = x_0, \quad y(0) = y_0, \quad (2)$$

а управляющий сигнал и возмущение ограниченными:

$$|u(t)| \leq u_{\text{max}}, \quad (3)$$

$$|\xi(t)| \leq \xi_{\text{max}}. \quad (4)$$

Для рассматриваемой системы (1) область достижимости будем строить в плоскости $N_y O \dot{N}_y$ (рис. 2) для некоего, заранее заданного, момента времени T ; $N_y O \dot{N}_y$ — плоскость параметров системы, которые необходимо стабилизировать.

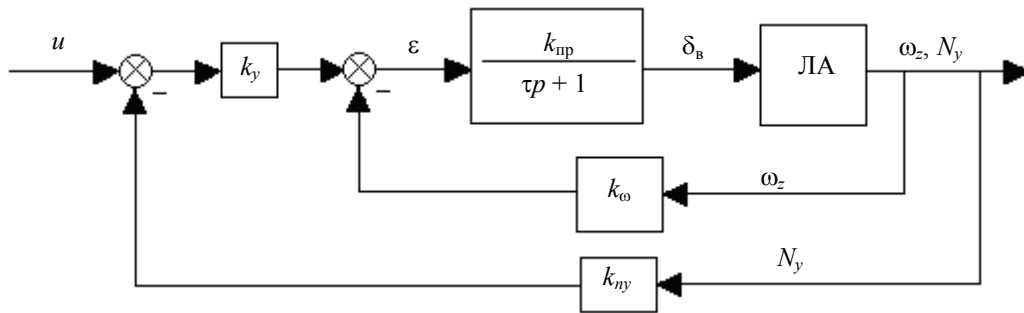


Рис. 1

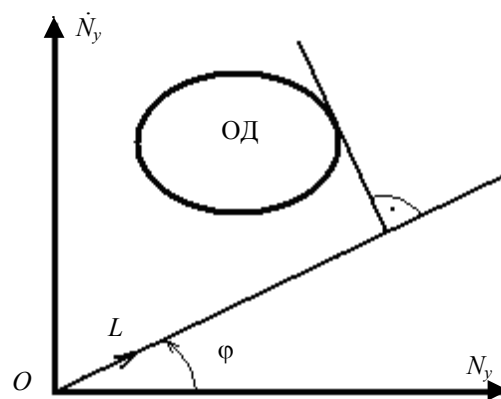


Рис. 2

Для системы (1) при условиях (3), (4) ОД является ограниченной и замкнутой [6], значит, достаточно построить только границу ОД, которую будем строить по точкам [9].

В плоскости $N_y O \dot{N}_y$ с помощью единичного вектора $L^T = [\cos \varphi \quad \sin \varphi]$ зададим направление движения ЛА, здесь φ — угол между осью ON_y и вектором L . Смещение ЛА в направлении вектора L из некоторой позиции $\{t_*, z(t_*)\}$ к моменту времени T будем характеризовать скалярным произведением вектора L и вектора параметров системы, которые необходимо стабилизировать: $w(T) = (N_y(T), \dot{N}_y(T))$, т.е. функционалом вида

$$D = L^T w(T) = N_y(T) \cos \varphi + \dot{N}_y(T) \sin \varphi. \tag{5}$$

Из определения понятия ОД можно сделать вывод о том, что чем больше размеры ОД, тем больший диапазон требуемых значений стабилизируемых параметров может она обеспечить. А значит, управление системой должно выбираться таким, чтобы размеры ОД были максимальными, т.е. необходимо максимизировать критерий (5) для всех направлений вектора L . Предположим при этом, что действие возмущений носит наихудший для ЛА характер, и, следовательно, функция $\zeta(t)$ должна выбираться такой, чтобы минимизировать критерий (5). Таким образом, задача (1)—(5) является конфликтной задачей.

Результатом решения данной конфликтной задачи при определенном значении угла φ будет точка с координатами $N_y(T)$ и $\dot{N}_y(T)$, которая и является точкой границы ОД. Таким образом, изменяя значение угла φ от 0 до 360°, построим границу ОД в предположении, что ОД является выпуклой.

Для решения вспомогательной конфликтной задачи используем следующий итерационный алгоритм.

1. Задаем начальные программы управления и возмущения $u_0(t)$, $\xi_0(t)$.
2. С использованием принципа максимума Понтрягина [10] находим оптимальную программу управления $\tilde{u}_1(t)$, обеспечивающую максимальное смещение ЛА в направлении вектора L при заданной программе $\xi_0(t)$.
3. Фиксируем программу управления $\tilde{u}_1(t)$ и на основе принципа максимума Понтрягина находим оптимальную программу возмущения $\tilde{\xi}_1(t)$, обеспечивающую минимальное смещение в направлении вектора L .
4. Фиксируем программу возмущения $\tilde{\xi}_1(t)$ и находим новую оптимальную программу управления $\tilde{u}_2(t)$, и т.д.
5. Продолжаем итерации до тех пор, пока на некотором шаге k программы $\tilde{u}_k(t)$ и $\tilde{\xi}_k(t)$ не будут удовлетворять условию $\tilde{u}_k(t) = \tilde{u}_{k-1}(t)$, $\tilde{\xi}_k(t) = \tilde{\xi}_{k-1}(t)$.

Принимаем полученные программы $\tilde{u}_k(t)$ и $\tilde{\xi}_k(t)$ в качестве оптимальных решений в рассматриваемой конфликтной задаче.

Для решения задачи (5) при фиксированных программах управления или возмущения использовались необходимые условия принципа максимума Понтрягина [10], а возникающая краевая задача решалась на основе метода последовательных приближений Крылова — Черноусько [11].

Уточним задачу расчета координат точки границы ОД на примере некоего гипотетического ЛА. Зададим значения параметров гипотетического ЛА: $l=5,3$ м; $S=0,129$ м²; $M=395$ кг; $J_z=981$ кг·м²; $m_z^\alpha=-0,022$ 1/...°; $m_z^{\delta_B}=-0,011$ 1/...°; $m_z^{\bar{\omega}_z}=-0,761$; $c_y^\alpha=0,15$ 1/...°; $c_y^{\delta_B}=0,046$ 1/...°; $c_x=0,15$; $k_{\text{пр}}=1$, $\tau=0,1$ с; $k_{ny}=0,336$; $k_y=-0,002$; $k_\omega=-0,0805$.

Рассмотрим движение системы (1) при фиксированной программе $\xi_i(t)$. Требуется найти оптимальное управление, обеспечивающее максимум функционала (5) в заданный момент времени T при ограничении на управление (3) и начальных условиях (2).

В соответствии с принципом максимума вместо максимума критерия (5) определим минимум критерия:

$$D' = -N_y(T) \cos \varphi - \dot{N}_y(T) \sin \varphi. \quad (6)$$

Функция Гамильтона [10] для системы (1) с критерием оптимальности (6) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} H = & -\psi_V \frac{c_x q S}{M} - \psi_V g \sin \theta + \psi_\theta c_y^\alpha \alpha \frac{q S}{M V} + \psi_\theta c_y^{\delta_B} \delta_B \frac{q S}{M V} - \psi_\theta \frac{g \cos \theta}{V} + \\ & + \left(\psi_\omega m_z^\alpha \alpha + \psi_\omega m_z^{\bar{\omega}_z} \frac{\omega_z l}{V} + \psi_\omega m_z^{\delta_B} \delta_B + \psi_\omega m_z^\xi \xi \right) \frac{q S l}{J_z} + \psi_g \omega_z + \\ & + \psi_{\delta_B} \frac{1}{\tau} \left(k_{\text{пр}} \left(k_y \left(u - k_{ny} \frac{q S}{M g} (c_y^\alpha \alpha + c_y^{\delta_B} \delta_B) \right) - k_\omega \omega_z \right) - \delta_B \right) + \\ & + \psi_x V \cos \theta + \psi_y V \sin \theta. \end{aligned} \quad (7)$$

Составим сопряженную систему уравнений:

$$(8)$$

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\psi_V}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial V} = \psi_V \frac{2c_x qS}{MV} - \frac{qS}{MV^2} \psi_\theta (c_y^\alpha \alpha + c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \delta_B) - \psi_\theta \frac{g \cos \theta}{V^2} - \\
 &\quad - \psi_\omega \frac{2qSl}{J_z V} (m_z^\alpha \alpha + m_z^{\delta_B} \delta_B + m_z^\xi \xi) - \psi_\omega m_z^{\bar{\omega}_z} \frac{\omega_z}{V^2} \frac{qSl^2}{J_z} + \\
 &\quad + \psi_{\delta_B} \frac{k_{\text{пп}}}{\tau} k_y k_{ny} \frac{2qS}{MgV} (c_y^\alpha \alpha + c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \delta_B) - \psi_x \cos \theta - \psi_y \sin \theta; \\
 \frac{d\psi_\theta}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial \theta} = \psi_V g \cos \theta + \psi_\theta c_y^\alpha \frac{qS}{MV} - \psi_\theta \frac{g \sin \theta}{V} + \psi_\omega m_z^\alpha \frac{qSl}{J_z} - \\
 &\quad - \psi_{\delta_B} \frac{k_{\text{пп}}}{\tau} k_y k_{ny} \frac{qS}{Mg} c_y^\alpha + \psi_x V \sin \theta - \psi_y V \cos \theta; \\
 \frac{d\psi_\omega}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial \omega_z} = -\psi_\omega m_z^{\bar{\omega}_z} \frac{qSl}{J_z} \frac{l}{V} - \psi_\vartheta + \psi_{\delta_B} \frac{k_{\text{пп}} k_\omega}{\tau}; \\
 \frac{d\psi_\vartheta}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial \vartheta} = -\psi_\theta c_y^\alpha \frac{qS}{MV} - \psi_\omega m_z^\alpha \frac{qSl}{J_z} + \psi_{\delta_B} \frac{k_{\text{пп}}}{\tau} k_y k_{ny} \frac{qS}{Mg} c_y^\alpha; \\
 \frac{d\psi_{\delta_B}}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial \delta_B} = -\psi_\theta c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \frac{qS}{MV} - \psi_\omega m_z^{\delta_B} \frac{qSl}{J_z} + \frac{\psi_{\delta_B}}{\tau} + \psi_{\delta_B} \frac{k_{\text{пп}}}{\tau} k_y k_{ny} \frac{qS}{Mg} c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B}; \\
 \frac{d\psi_x}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial x} = 0, \\
 \frac{d\psi_y}{dt} &= -\frac{\partial H}{\partial y} = 0.
 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Граничные условия для фазовых координат сопряженной системы (8) определяются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned}
 \psi_V(T) &= \frac{qS}{Mg} \frac{2}{V} (c_y^\alpha \alpha \cos \varphi + c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \delta_B \cos \varphi + c_y^\alpha \omega_z \sin \varphi) - \\
 &\quad - \frac{qS}{Mg} 3c_y^\alpha \left(c_y^\alpha \alpha \frac{qS}{MV^2} + c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \delta_B \frac{qS}{MV^2} \right) \sin \varphi + \frac{qS}{MV^2} c_y^\alpha \cos \theta \sin \varphi; \\
 \psi_\theta(T) &= -c_y^\alpha \frac{qS}{Mg} \cos \varphi + c_y^\alpha \frac{qS}{Mg} c_y^\alpha \frac{qS}{MV} \sin \varphi - c_y^\alpha \frac{qS}{MV} \sin \theta \sin \varphi; \\
 \psi_\omega(T) &= c_y^\alpha \frac{qS}{Mg} \sin \varphi; \\
 \psi_\vartheta(T) &= c_y^\alpha \frac{qS}{Mg} \cos \varphi - c_y^\alpha \frac{qS}{Mg} c_y^\alpha \frac{qS}{MV} \sin \varphi; \\
 \psi_{\delta_B}(T) &= c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \frac{qS}{Mg} \cos \varphi - c_{y^{\delta_B}}^{\delta_B} \frac{qS}{MV} c_y^\alpha \frac{qS}{Mg} \sin \varphi; \\
 \psi_x(T) &= 0, \\
 \psi_y(T) &= 0.
 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Таким образом, задача определения оптимального управления сводится к краевой задаче: найти решение систем уравнений (1) и (8), фазовые координаты которых удовлетворяют начальным условиям (2) и граничным условиям (9).

Согласно принципу максимума Понтрягина функция Гамильтона при оптимальном управлении должна достигать максимума, причем управление $u(t)$ должно удовлетворять ограничению (3).

Алгоритм вычисления оптимального управления $\tilde{u}(t)$ имеет вид

$$\tilde{u}(t) = \begin{cases} +u_{\max}, & \text{если } H_1 \geq 0; \\ -u_{\max}, & \text{если } H_1 < 0, \end{cases}$$

а алгоритм вычисления возмущения $\tilde{\xi}(t)$ при фиксированной программе управления — вид

$$\tilde{\xi}(t) = \begin{cases} +\xi_{\max}, & \text{если } H_2 \geq 0; \\ -\xi_{\max}, & \text{если } H_2 < 0, \end{cases}$$

где $H_1 = \frac{k_{\text{пр}} k_y}{\tau} \psi_{\delta_b}$, $H_2 = \psi_{\omega} \frac{qSl}{J_z} m_z^{\xi}$.

Результаты расчета ОД при начальных условиях $V(0) = 1650$ м/с, $\theta(0) = 0$, $\omega_z(0) = 0$, $\vartheta(0) = 0$, $\delta_b(0) = 0$, $x(0) = 0$, $y(0) = 6000$ м представлены на рис. 3, а, б для моментов времени $T = 0,3$ с и $T = 1,5$ с соответственно, при этом управление и возмущение удовлетворяют ограничениям: $u_{\max} = 20$, $\xi_{\max} = 0,1$. Точки границы ОД построены с шагом $\Delta\varphi = 3,33^\circ$.

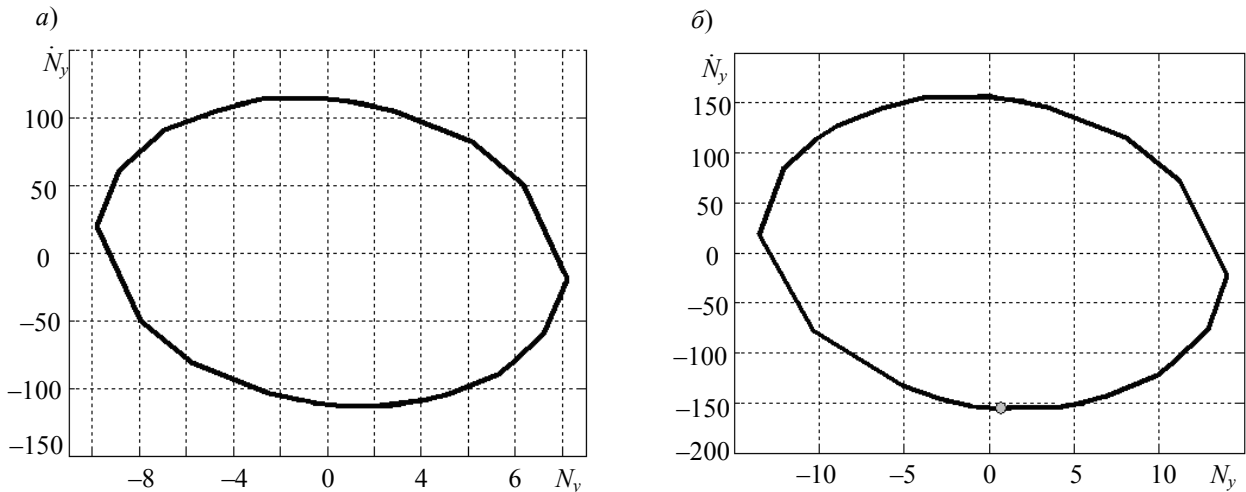


Рис. 3

Значения критерия (5), изменяющиеся в процессе применения предложенного алгоритма, приведены в таблице (для выделенной точки на рис. 3, б).

Номер итерации	Начальные программы $u(t)$ и $\xi(t)$	Конечные программы $u(t)$ и $\xi(t)$	D'
1	$u_0(t) = 0$; $\xi_0(t) = 0$	$\tilde{u}_1(t) \neq u_0(t)$;	101,11941
2	$\tilde{u}_1(t)$; $\xi_0(t) = 0$	$\tilde{\xi}_1(t) \neq \xi_0(t)$	49,777366
3	$u_0(t) = 0$; $\tilde{\xi}_1(t)$	$\tilde{u}_2(t) \neq \tilde{u}_1(t)$	48,120109
4	$\tilde{u}_2(t)$; $\xi_0(t) = 0$	$\tilde{\xi}_2(t) \neq \tilde{\xi}_1(t)$	48,099345
5	$u_0(t) = 0$; $\tilde{\xi}_2(t)$	$\tilde{u}_3(t) = \tilde{u}_2(t)$	48,104495
6	$\tilde{u}_3(t)$; $\xi_0(t) = 0$;	$\tilde{\xi}_3(t) = \tilde{\xi}_2(t)$	48,104495

Результаты расчета подтвердили работоспособность рассмотренного алгоритма вычисления ОД ЛА в плоскости N_y, \dot{N}_y с учетом действия возмущений. Из приведенных расчетов следует, что ОД в плоскости N_y, \dot{N}_y является выпуклой.

Разработанный алгоритм может быть использован в процессе синтеза систем стабилизации скоростных ЛА при действии возмущений и помех с неизвестными статистическими характеристиками.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Красовский Н. Н. Теория управления движением. М.: Наука, 1968.
2. Крищенко А. П. Исследование управляемости и множеств достижимости нелинейных систем управления // Автоматика и телемеханика. 1984. № 6. С. 30—36.
3. Моисеев Н. Н. Математические задачи системного анализа. М.: Наука, 1981.
4. Хрусталеv М. М. Точное описание множеств достижимости и условия глобальной оптимальности динамических систем // Автоматика и телемеханика. 1988. № 5. Ч. 1. С. 62—70; 1988. № 7. Ч. 2. С. 70—78.
5. Доррер Г. А. Оценка параметров динамических систем по их областям достижимости // Там же. 1986. № 1. С. 39—46.
6. Красовский Н. Н. Игровые задачи о встрече движений. М.: Наука, 1970.
7. Красовский Н. Н., Субботин А. И. Позиционные дифференциальные игры. М.: Наука, 1974.
8. Лебедев А. А., Чернобровкин Л. С. Динамика полета беспилотных летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1973.
9. Толтегин О. А. Области достижимости летательных аппаратов: Учеб. пособие. СПб.: БГТУ „Военмех“, 2002.
10. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Наука, 1983.
11. Толтегин О. А. Численные методы решения задач оптимального программного управления: Учеб. пособие. Л.: Ленингр. механ. ин-т, 1987.

Сведения об авторе

Анастасия Александровна Сизова — Балтийский государственный технический университет „Военмех“ им. Д. Ф. Устинова, кафедра процессов управления, Санкт-Петербург; ведущий инженер; E-mail: yatsan28@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
процессов управления

Поступила в редакцию
10.07.08 г.

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 629.7.05

С. Г. НИКОЛАЕВ

КАЛИБРОВКА БЕСПЛАТФОРМЕННЫХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Рассматривается способ определения калибровочных коэффициентов с использованием математической модели ошибок бесплатформенной инерциальной навигационной системы. Предложенный способ основан на осуществлении с помощью калибровочного стола последовательности поворотов системы в требуемые фиксированные положения с последующим вычислением калибровочных коэффициентов.

Ключевые слова: навигационная система, инерциальная навигация, калибровочный коэффициент, модель ошибки.

Обеспечение высокоточной калибровки является одним из основных условий построения прецизионных бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС). Калибровка заключается в определении систематических погрешностей инерциальных измерителей (гироскопов и акселерометров). Публикации, посвященные калибровке БИНС, практически отсутствуют. В некоторых работах (см., например, [1, 2]) содержатся лишь самые общие сведения по этим вопросам, что не позволяет воспроизвести сам процесс калибровки. В отечественной приборной промышленности используются два основных способа калибровки: по показаниям инерциальных измерителей и с использованием метода уточнения значений калибровочных коэффициентов.

Идея использования математической модели ошибок БИНС при калибровке заключается в нахождении способа, с помощью которого по измеренным выходным сигналам системы можно определить калибровочные коэффициенты инерциальных измерителей [3]. Реализация такого способа стала возможной с появлением калибровочных наклонно-поворотных столов (НПС), которые определяют ориентацию БИНС с точностью до 2—3".

Сущность этого способа заключается в том, что БИНС устанавливаются на двухосном калибровочном НПС, который задает требуемые фиксированные положения системы. Эти положения БИНС определяются структурой моделей ошибок измерителей. В процессе калибровки на первом этапе оценивается вектор ошибок системы. Вектор ошибок двухканальной БИНС содержит следующие составляющие: ошибки измерения углов ориентации (курса, тангажа и крена), ошибки определения составляющих линейной скорости в северном и восточном направлениях, ошибки измерения широты и долготы. Значения составляющих вектора ошибок системы приравниваются к их аналитическим аналогам, полученным путем решения математической модели ошибок БИНС. Далее для момента времени t формируется система алгебраических уравнений для определения входных сигналов модели ошибок БИНС.

На втором этапе по полученным алгебраическим уравнениям определяются калибровочные коэффициенты инерциальных измерителей.

Предлагаемый способ позволяет увеличить точность определения калибровочных коэффициентов благодаря тому, что калибровка осуществляется в автономном режиме работы БИНС. Кроме того, выходные сигналы БИНС имеют значительно более низкую зашумленность, чем сигналы инерциальных измерителей. Для автономного режима работы системы в качестве первого приближения значений калибровочных коэффициентов акселерометров и гироскопов можно принять коэффициенты, определенные в процессе изготовления инерциальных измерителей.

Рассмотрим возможность реализации предлагаемого способа калибровки на примере двухканальной БИНС на волоконно-оптических гироскопах (ВОГ), модель ошибок которых имеет следующий вид:

$$\begin{pmatrix} \delta\omega_x \\ \delta\omega_y \\ \delta\omega_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \omega_{nx} \\ \omega_{ny} \\ \omega_{nz} \end{pmatrix} + \left| \Delta k_d + \delta A_b^d \right| \cdot \begin{pmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{dx} \\ n_{dy} \\ n_{dz} \end{pmatrix},$$

где $|n_{dx} \ n_{dy} \ n_{dz}|^T$ — векторы шумов ВОГ; ω_{ni} — ошибки „смещения“ нуля ВОГ; δA_b^d — матрица углов перекосов осей чувствительности ВОГ; ω_{xyz} — проекции угловой скорости суточного вращения Земли; Δk_d — диагональная матрица масштабных коэффициентов ВОГ.

Модель ошибок акселерометров БИНС запишем в виде

$$\begin{pmatrix} \delta f_x \\ \delta f_y \\ \delta f_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_{nx} \\ f_{ny} \\ f_{nz} \end{pmatrix} + \left| \Delta k_a + \delta A_b^a \right| \cdot \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{ax} \\ n_{ay} \\ n_{az} \end{pmatrix},$$

где f_{ni} — ошибки „смещения“ нуля акселерометров; δA_b^a — матрица углов перекосов осей чувствительности акселерометров; f_{xyz} — проекции ускорения силы тяжести; $|n_{ax} \ n_{ay} \ n_{az}|^T$ — векторы шумов акселерометров; Δk_a — диагональная матрица масштабных коэффициентов акселерометров.

Структурная схема, иллюстрирующая способ калибровки БИНС с использованием математической модели ошибок системы, представлена на рисунке. На схеме БИНС представлена блоком 1, калибровочный наклонно-поворотный стол — блоком 2. В блоке 3 определяются векторы ошибок $\delta\omega_j(i)$, $\delta f_j(i)$ ВОГ и акселерометров в соответствии с i -й ориентацией калибровочного НПС. В блоке 4 формируются математические модели ошибок системы при i -й ориентации НПС и их аналитические решения $\delta V_n(i)$, $\delta\vartheta(i)$, $\delta\psi(i)$, $\delta V_e(i)$, $\delta\gamma(i)$, $\delta\varphi(i)$, а в блоке 5 — алгоритмы вычисления калибровочных коэффициентов инерциальных измерителей.

Калибровочные коэффициенты определяются в два этапа. На *первом этапе* формируются алгебраические уравнения

$$\delta V_n(i) = \delta \tilde{V}_n(i); \quad \delta\vartheta(i) = \delta \tilde{\vartheta}(i); \quad \delta V_e(i) = \delta \tilde{V}_e(i); \quad \delta\gamma(i) = \delta \tilde{\gamma}(i) \quad (1)$$

для определения входных сигналов $\delta\omega_n(i)$, $\delta f_n(i)$ и $\delta\omega_e(i)$, $\delta f_e(i)$ модели ошибок соответственно северного (индекс „n“ — north) и восточного (индекс „e“ — east) каналов БИНС.

Из уравнений (1) получим

$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta V}_n &= g\delta\vartheta + \delta f_n; \\ \dot{\delta\vartheta} &= -\frac{\delta V_n}{R} + \delta\omega_n; \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

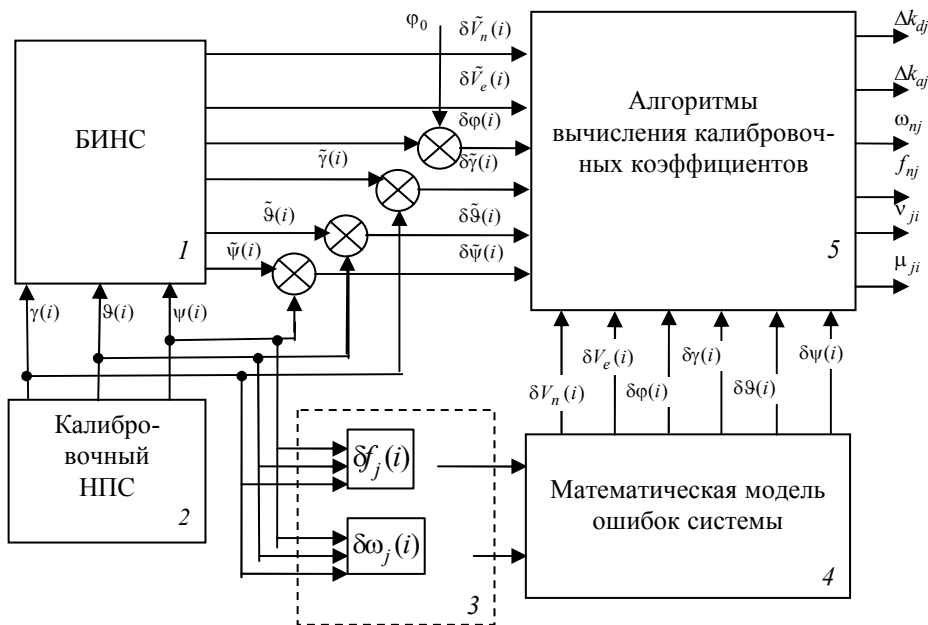
$$\left. \begin{aligned} \dot{\delta V}_e &= -g\delta\gamma + \delta f_e; \\ \dot{\delta\gamma} &= \frac{\delta V_e}{R} + \delta\omega_e; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где R — радиус Земли.

Системы дифференциальных уравнений (2) и (3) описывают ошибки северного и восточного каналов БИНС. Они получены без учета влияния перекрестных связей между каналами. Учет этих связей может привести к появлению членов, определяющих суточные колебания с периодом, близким к 24 ч. В этом случае аналитические решения систем (2) и (3) включают только колебания с периодом 84,4 мин (частота этих колебаний $\omega_s = 1,24 \cdot 10^{-3} \text{ с}^{-1}$):

$$\left. \begin{aligned} \delta V_n &= \frac{g\delta\omega_n}{\omega_s^2} (1 - \cos \omega_s t) + \frac{\delta f_n}{\omega_s} \sin \omega_s t; \\ \delta\vartheta &= \frac{\delta\omega_n}{\omega_s} \sin \omega_s t - \frac{\delta f_n}{R\omega_s^2} (1 - \cos \omega_s t); \\ \delta V_e &= -\frac{g\delta\omega_e}{\omega_s^2} (1 - \cos \omega_s t) + \frac{\delta f_e}{\omega_s} \sin \omega_s t; \\ \delta\gamma &= \frac{\delta\omega_e}{\omega_s} \sin \omega_s t + \frac{\delta f_e}{R\omega_s^2} (1 - \cos \omega_s t). \end{aligned} \right\}$$

Эти упрощения основаны на том, что при калибровке время работы БИНС при каждой из ориентаций калибровочного НПС не превышает 2—3 мин.



Уравнения (1) для i -й ориентации калибровочного НПС можно представить в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{g\delta\omega_n(i)}{\omega_s^2}(1-\cos\omega_s t) + \frac{\delta f_n(i)}{\omega_s} \sin\omega_s t &= \delta\tilde{V}_n(i); \\ \frac{\delta\omega_n(i)}{\omega_s} \sin\omega_s t - \frac{\delta f_n(i)}{R\omega_s^2}(1-\cos\omega_s t) &= \delta\tilde{\vartheta}(i); \\ -\frac{g\delta\omega_e(i)}{\omega_s^2}(1-\cos\omega_s t) + \frac{\delta f_e(i)}{\omega_s} \sin\omega_s t &= \delta\tilde{V}_e(i); \\ \frac{\delta\omega_e(i)}{\omega_s} \sin\omega_s t + \frac{\delta f_e(i)}{R\omega_s^2}(1-\cos\omega_s t) &= \delta\tilde{\gamma}(i), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

здесь коэффициенты $\sin\omega_s t$, $1-\cos\omega_s t$ имеют конкретные числовые значения в моменты времени $t = \Delta t l$, $l=0, 1, 2, \dots$

Решив уравнения (4), получим выражения для входных сигналов модели ошибок БИНС:

$$\left. \begin{aligned} \delta\tilde{f}_n(i) &= -0,5g\delta\tilde{\vartheta}(i) + \frac{\omega_s \sin\omega_s t}{2(1-\cos\omega_s t)} \delta\tilde{V}_n(i); \\ \delta\tilde{\omega}_n(i) &= \frac{\omega_s \sin\omega_s t}{2(1-\cos\omega_s t)} \delta\tilde{\vartheta}(i) + \frac{1}{2R} \delta\tilde{V}_n(i); \\ \delta\tilde{f}_e(i) &= 0,5g\delta\tilde{\gamma}(i) + \frac{\omega_s \sin\omega_s t}{2(1-\cos\omega_s t)} \delta\tilde{V}_e(i), \\ \delta\tilde{\omega}_e(i) &= \frac{\omega_s \sin\omega_s t}{2(1-\cos\omega_s t)} \delta\tilde{\gamma}(i) - \frac{1}{2R} \delta\tilde{V}_e(i). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Определением входных сигналов модели ошибок БИНС заканчивается первый этап.

На *втором этапе* по выражениям (5) определяем значения калибровочных коэффициентов инерциальных измерителей:

$$\left. \begin{aligned} \sum \omega_j(i) &= \sum \tilde{\omega}_j(i); \\ \sum f_j(i) &= \sum \tilde{f}_j(i); \end{aligned} \right\} \quad j=n, e. \quad (6)$$

Левые части уравнений (6) представляют собой алгебраические суммы аналитических входных сигналов модели ошибок БИНС, они определяются по моделям ошибок инерциальных измерителей для заданных ориентаций калибровочного НПС; правые части уравнений (6) содержат алгебраические суммы рассчитанных входных сигналов для тех же ориентаций.

Рассмотрим восемь ориентаций калибровочного НПС относительно системы координат с географической ориентацией осей в соответствии с таблицей.

Номер ориентации	ψ, \dots°	ϑ, \dots°	γ, \dots°
1	0	0	45
2	90	45	0
3	180	0	315
4	270	315	0
5	0	0	225
6	90	45	180
7	180	0	135
8	90	225	0

Определим калибровочные коэффициенты ВОГ, установленного вдоль продольной оси OX . Сформируем четыре алгебраических уравнения (по числу неизвестных калибровочных коэффициентов) в соответствии с первым уравнением системы (6):

$$\left. \begin{aligned} 2\omega_{nx} - \sqrt{2} \cdot \Omega \sin \varphi \cdot v_{xy} &= \delta\tilde{\omega}_e(7) - \delta\tilde{\omega}_e(5); \\ 2\omega_{nx} + \sqrt{2} \cdot \Omega \sin \varphi \cdot v_{xy} &= \delta\tilde{\omega}_e(3) - \delta\tilde{\omega}_e(1); \\ -\sqrt{2} \cdot \Omega \sin \varphi \cdot v_{xz} - 2\Omega \cos \varphi \cdot \Delta k_{dx} &= \sum_{i=1,3} \delta\tilde{\omega}_e(i); \\ \sqrt{2} \cdot \Omega \sin \varphi \cdot v_{xz} - 2\Omega \cos \varphi \cdot \Delta k_{dx} &= \sum_{i=5,7} \delta\tilde{\omega}_e(i), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где v_{xy} , v_{xz} — углы перекосов оси чувствительности ВОГ.

Решив систему (7), получим выражения для определения калибровочных коэффициентов ВОГ, установленного вдоль оси OX :

$$\begin{aligned} \Delta k_{dx} &= -\frac{1}{4} \sum_{i=1,3,5,7} \delta\tilde{\omega}_e(i); \\ \omega_{nx} &= \frac{1}{4} \left[\sum_{i=3,7} \delta\tilde{\omega}_e(i) - \sum_{i=1,5} \delta\tilde{\omega}_e(i) \right]; \\ v_{xy} &= \frac{1}{2\sqrt{2} \cdot \Omega \sin \varphi} \left[\sum_{i=3,5} \delta\tilde{\omega}_e(i) - \sum_{i=1,7} \delta\tilde{\omega}_e(i) \right], \\ v_{xz} &= \frac{1}{2\sqrt{2} \cdot \Omega \sin \varphi} \left[\sum_{i=5,7} \delta\tilde{\omega}_e(i) - \sum_{i=1,3} \delta\tilde{\omega}_e(i) \right]. \end{aligned}$$

Калибровочные коэффициенты волоконно-оптических гироскопов, установленных вдоль других осей, определяются аналогичным образом.

Определение калибровочных коэффициентов акселерометров осуществляется по этой же методике с использованием второго уравнения системы (6). Так, калибровочные коэффициенты акселерометра, установленного вдоль оси OX , определяются в соответствии со следующими выражениями:

$$\begin{aligned} f_{nx} &= -\frac{1}{2} \sum_{i=1,5} \delta\tilde{f}_n(i); \quad \mu_{xy} = \frac{\sqrt{2}}{2g} \sum_{i=1,7} \delta\tilde{f}_n(i); \quad \mu_{xz} = -\frac{\sqrt{2}}{2g} \sum_{i=5,7} \delta\tilde{f}_n(i); \\ \Delta k_{ax} &= \frac{1}{2g} \left[\sum_{i=1,3,5,7} \delta\tilde{f}_e(i) - \sum_{i=1}^8 \delta\tilde{f}_e(i) + \frac{2}{\sqrt{2}} (\delta f_y(1) - \delta f_y(7)) \right], \end{aligned}$$

где μ_{xy} , μ_{xz} — углы перекосов оси чувствительности акселерометра.

Калибровочные коэффициенты акселерометров, установленных вдоль осей OY и OZ , определяются аналогичным образом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Savage P. Introduction to Strapdown Inertial Navigation Systems. Strapdown Associates, 1981.
2. Brown A., Ebner R., Mark J. A calibration technique for a laser gyro strapdown inertial navigation system // DGON Proc. Gyro Technology Symposium. Stuttgart, 1982.
3. Николаев С. Г. Калибровка БИНС с использованием модели ошибок системы: Реферат докл. на XXV науч.-техн. конф. памяти Н. Н. Острякова, Санкт-Петербург, 10—12 окт. 2006 // Гироскопия и навигация. 2006. № 4(55). С. 90.

Сведения об авторе

Станислав Георгиевич Николаев — канд. техн. наук, доцент; Пермский государственный технический университет, кафедра измерительно-вычислительных комплексов летательных аппаратов

Рекомендована кафедрой
измерительно-вычислительных
комплексов летательных аппаратов

Поступила в редакцию
28.05.08 г.

УДК 544.6.076.2

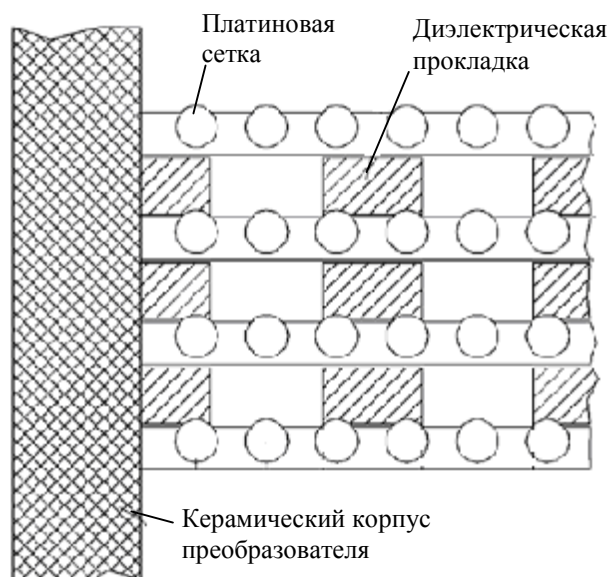
Д. Л. ЗАЙЦЕВ, В. М. АГАФОНОВ, А. С. ШАБАЛИНА

ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОЛЕКУЛЯРНО-ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ УГЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ

Экспериментально определена стабильность смещения нуля при постоянной температуре миниатюрных сенсоров для систем инерциальной навигации. На основе анализа аллановской вариации получена теоретическая оценка ухода скорости молекулярно-электронного микрогироскопа, произведено сравнение шумовых характеристик приборов ведущих мировых производителей для систем инерциальной навигации с данными для молекулярно-электронных сенсоров в терминах вариации Аллана.

Ключевые слова: молекулярная электроника, акселерометр, гироскоп, вариация Аллана.

Новым шагом в развитии миниатюрных устройств измерения параметров инерциального движения является использование достижений молекулярной электроники. Основным элементом молекулярно-электронного преобразователя (МЭП) — электродная ячейка (рис. 1), помещенная в концентрированный раствор электролита. Обычно используется водный раствор на основе KI (калий — йод) с относительно небольшой добавкой молекулярного йода I₂. При этом в растворе происходит почти полная диссоциация KI на отрицательно заряженные ионы I⁻ и положительные ионы K⁺, а молекулярный йод вступает в реакцию с ионами I⁻ с образованием трийодида: $I_2 + I^- = I_3^-$ [1]. Таким образом, на фоне высококонцентрированного раствора KI (фоновый электролит) в системе присутствует сравнительно небольшое количество ионов трийодида (активный компонент). Состав раствора подбирается так, чтобы обеспечить возможность протекания на электродах обратимой электрохимической окислительно-восстановительной реакции. Между анодом и катодом МЭП прикладывается разность потенциалов (менее 0,9 В), обеспечивающая установление градиента концентрации активных носителей заряда в пространстве между электродами. При этом разность потенциалов выбирается такой, чтобы все



ионы, достигшие катода, вступали в реакцию, а значение тока ограничивалось только скоростью достижения активным компонентом катода. В неподвижном электролите эта скорость определяется скоростью диффузии активных ионов. Под воздействием внешнего возмущающего сигнала (скорости или ускорения) происходит перенос носителей тока гидродинамическим потоком жидкости, и к диффузии добавляется конвективный перенос, что приводит к вариациям тока в системе и во внешней цепи. Эти вариации тока и являются сигналом МЭП.

Описанный общий принцип работы молекулярно-электронных преобразователей нашел свое практическое применение при производстве различных приборов измерения параметров механического движения, в том числе при определении угловых скоростей и ускорений движущихся объектов.

Исключительно важным фактором для достижения необходимых выходных параметров МЭП является возможность путем изменения параметров электронной схемы добиться того, чтобы выходной сигнал был в широком диапазоне частот пропорционален либо угловому ускорению, либо угловой скорости объекта. Точность получаемой информации определяется рядом основных технических характеристик гироскопов и угловых акселерометров, таких как: линейность в рабочем диапазоне, температурная чувствительность, чувствительность к линейным ускорениям, нестабильность масштабного коэффициента и скорость дрейфа нуля (стабильность нулевого смещения). Скорость дрейфа нуля — один из основных параметров, определяющих точность угловых координат. Влияние дрейфа нуля не может быть устранено методами калибровки параметров математических моделей гироскопа и углового акселерометра. Стабильность нулевого смещения определяется при отсутствии внешнего возмущающего сигнала в термостабильных условиях, выражается в единицах угловой скорости, рад/ч, или углового ускорения, рад/с², в зависимости от типа прибора (гироскоп или акселерометр).

Настоящая статья посвящена измерению стабильности нулевого смещения молекулярно-электронных измерителей угловой скорости и ускорения, теоретической интерпретации полученных экспериментальных результатов, а также сравнению полученных значений дрейфа нуля с параметрами приборов ведущих мировых производителей.

Существуют несколько методов стохастического описания различных шумовых процессов, задающих неточность определения навигационных параметров. В настоящее время принято определять стабильность нулевого смещения приборов на основе использования метода анализа временной последовательности — метода аллановской вариации [2]. Этот метод был разработан для исследования стабильности и шума систем синхронизации и, тем не менее, может быть адаптирован для изучения систем с любым другим выходным параметром, помимо времени [3]. Для вычисления аллановской функции шумовой сигнал разбивается на различное количество фрагментов, характеризующихся одинаковым временем усреднения T , вариация для каждого конкретного времени усреднения определяется формулой

$$\sigma^2(T) = \frac{1}{2(n-1)} \sum (y(T)_{i+1} - y(T)_i)^2,$$

где $\sigma(T)$ — функция от времени усреднения T — функция Аллана; $y(T)$ — усредненное значение шумового сигнала в i -м фрагменте разбиения; n — количество фрагментов.

После вычислений строится зависимость функции Аллана от времени усреднения, обычно в двойном логарифмическом масштабе.

В качестве объекта исследования использовался макет молекулярно-электронного микроакселерометра (МА) угловых движений (рис. 2, вид сверху). Корпус прибора представляет собой керамический тороид 1 с каналом 2, заполненным электролитом, в котором

расположена электродная ячейка 3 (3' — фрагмент электродного узла, представленного на рис. 1) с платиновыми электродами 4, 4' (аноды) и 5 (катоды). В силу высокой однородности плотности жидкости в канале тороида линейные ускорения не создают потока жидкости через ячейку, а измеряемым сигналом является угловое ускорение в направлении, перпендикулярном плоскости тороида.

В ходе эксперимента были исследованы образцы молекулярно-электронных микроакселерометров с плоской передаточной функцией по ускорению в полосе частот 0—50 Гц с коэффициентом преобразования $0,5 \text{ В}\cdot\text{с}^2/\text{рад}$.

Для оценки нестабильности нулевого смещения молекулярно-электронного МА использовалась специальная установка. Приборы помещались под купол изоляционной камеры, сохраняющей постоянную температуру в ходе эксперимента, таким образом, чтобы ось чувствительности микроакселерометра к угловому ускорению была параллельна ускорению свободного падения Земли. Также под куполом термокамеры размещались сопутствующая электронная аппаратура и элемент питания. Камера находилась на специальном постаменте в отдельном помещении, что позволяло избежать влияния внешних паразитных сигналов.

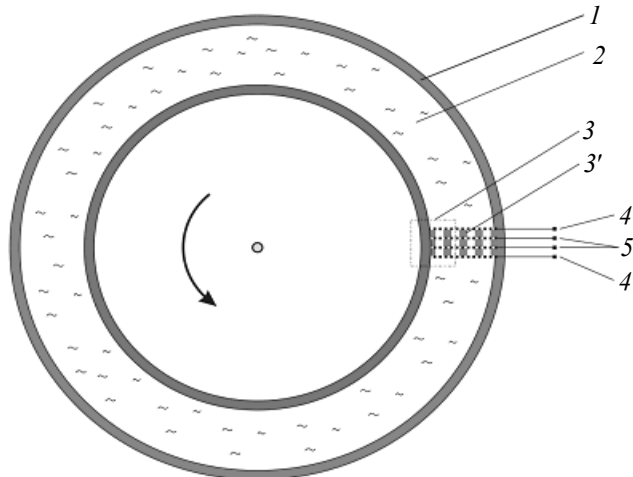


Рис. 2

С помощью внешней системы сбора данных аналоговый сигнал сенсора преобразовывался в цифровой вид с частотой дискретизации 40 Гц с сохранением данных в компьютере. Для последующего анализа была произведена запись шумового сигнала МА при отсутствии внешнего углового ускорения и при постоянной температуре на протяжении всего времени измерения. Затем с использованием приведенного выше выражения была вычислена вариация Аллана как функция времени усреднения T .

Полученные результаты аллановской вариации для исследуемых образцов молекулярно-электронных МА представлены на рис. 3. Под нестабильностью нулевого смещения понимается значение, соответствующее минимуму функции Аллана от времени усреднения ($\sigma(T)$).

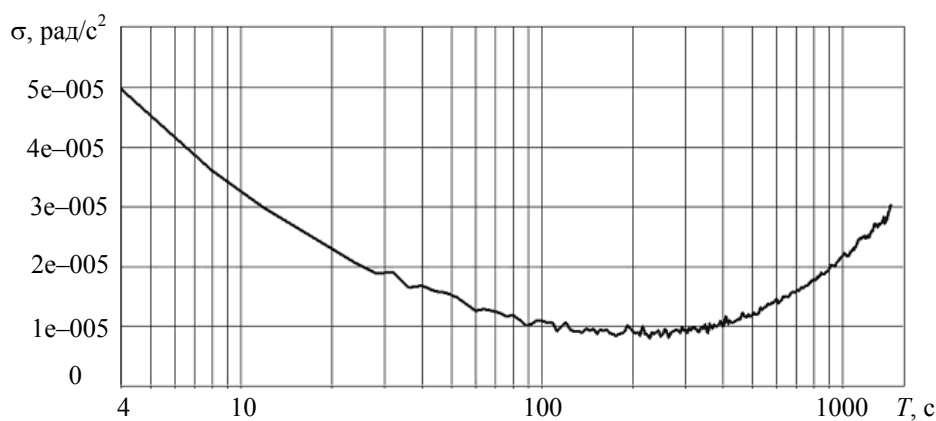


Рис. 3

Как показывают проведенные расчеты, наилучшее значение $\sigma(T)$ достигается при $T \approx 200$ с. Учитывая, что выходной сигнал сенсора в рабочей полосе частот пропорционален действующему на систему ускорению, экспериментальное значение $\sigma(T) \approx 10^{-5} \text{ рад}/\text{с}^2$.

Полученные результаты демонстрируют превышение мирового уровня для значений исследуемого параметра, что открывает широкие перспективы использования молекулярно-

электронных микроакселерометров как приборов с низким уровнем собственного шума. Таким образом, согласно полученным экспериментальным данным уже разработанные акселерометры вращательных движений могут с успехом заменить при решении задач навигации и управления подвижными объектами системы с жидкостным ротором.

Существенно более интересным для решения задач навигации является изучение исследуемой характеристики молекулярно-электронного микрогироскопа (МГ). Для теоретического анализа стабильности нулевого смещения молекулярно-электронных МГ проинтегрируем данные, полученные угловым акселерометром, в диапазоне частот 0,02—50 Гц с помощью программного математического пакета Dadisp 2002a и произведем анализ аллановской вариации этих данных. На рис. 4 показана аллановская функция проинтегрированного в полосе пропускания 0,02—50 Гц сигнала углового микрогироскопа (кривая 1). Анализ рисунка показывает, что шум, обусловленный произвольным уходом скорости, подавляет другие механизмы шума микрогироскопа в обозначенной полосе частот. Сглаживание функции Аллана при $T \approx 10$ с обусловлено влиянием фильтра высоких частот, имеющего частоту среза 0,02 Гц. Согласно стандартам IEEE [2, 4] участок (аллановской) кривой 1, имеющей указанную зависимость от частоты, принято считать шумом, называемым Rate Random Walk (или произвольным уходом скорости). Характерный вид аллановской функции, например для волоконно-оптического гироскопа, представлен в работе [5].

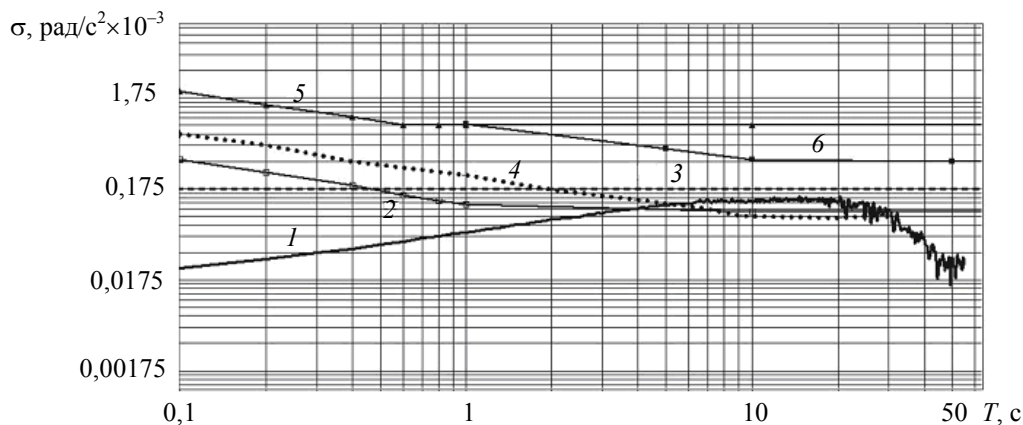


Рис. 4

На рис. 4 для сравнения также представлены шумовые характеристики приборов, производимых такими фирмами, как “Systron Donner” (QRS 11 — кривая 3), “Analog Devices” (ADISI 6120, ADXRS 150 — кривые 4 и 6 соответственно) и “Crossbow” (VG 700, VG 400 — кривые 2 и 5 соответственно) [6—8].

Анализ приведенных результатов и характеристик моделей гироскопов, созданных ведущими мировыми производителями, показывает, что молекулярно-электронные измерители угловых скоростей в полосе частот 0,02—50 Гц и ускорений в полосе 0—50 Гц по своим шумовым характеристикам в настоящее время намного опережают лучшие из микромеханических аналогов и успешно конкурируют с другими типами измерителей.

Таким образом, представленные в настоящей статье данные свидетельствуют о том, что приемлемой точности определения навигационных параметров можно достичь, используя новые типы малогабаритных измерителей параметров инерциального движения, основанных на принципах молекулярной электроники.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 08-07-00475а, грант № 09-07-00507-а) и Федерального агентства по науке и инновациям (государственный контракт № 02.512.11.2316).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Введение в молекулярную электронику / Под ред. *Н. С. Лидоренко*. М.: Энергоатомиздат, 1984.
2. IEEE Std. 952-1997. "Guide and Test for Single Axis Interferometric Fiber Optic Gyros". IEEE, 1997. P. 63.
3. *Stockwell W.* Bias Stability Measurement: Allan Variance // Crossbow Technology Inc. Visited Febr. 26, 2004 [Электронный ресурс]: <http://www.xbow.com/Support/Support_pdf_files/Bias_Stability_Measurement.pdf>.
4. IEEE Std 1293—1998. IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Linear, Single-Axis, Non-Gyroscopic Accelerometers.
5. *Hou H., El-Sheimy N.* Inertial Sensors Errors Modeling Using Allan Variance: Best Presentation Winning Paper // GPS/GNSS 2003 Proc. The US Institute of Navigation. Sept. 9—12, 2003, Portland. P. 2860—2867.
6. [Электронный ресурс]: <http://www.systron.com/pro_QRS11.asp>.
7. [Электронный ресурс]: <http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADIS16120.pdf>.
8. [Электронный ресурс]: <<http://www.xbow.com/Products/productdetails.aspx?sid=198>>.

Сведения об авторах

- Дмитрий Леонидович Зайцев** — аспирант; Московский физико-технический институт (государственный университет), кафедра экологически чистых источников энергии и молекулярной электроники; E-mail: Dmitry_Zaytsev@mail.ru
- Вадим Михайлович Агафонов** — канд. физ.-мат. наук, доцент; Московский физико-технический институт (государственный университет), кафедра экологически чистых источников энергии и молекулярной электроники; E-mail: agafonov@cme.ffke.mipt.ru
- Анна Сергеевна Шабалина** — Московский физико-технический институт (государственный университет), кафедра экологически чистых источников энергии и молекулярной электроники; мл. науч. сотрудник; E-mail: anya@cme.ffke.mipt.ru

Рекомендована кафедрой
экологически чистых источников
энергии и молекулярной электроники

Поступила в редакцию
12.12.08 г.

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 681.78:535.36/.31

Н. В. СЕМИДЕТНОВ

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА ЛАЗЕРНЫХ АНЕМОМЕТРОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИЯХ СКОРОСТЕЙ И РАЗМЕРОВ ЧАСТИЦ В ДВУХФАЗНЫХ ПОТОКАХ

Рассматривается метод расчета сигнала оптических анемометров при образовании его на рассеивающей свет частице, размеры которой сравнимы или превышают сечение освещающего пучка. Метод расчета базируется на концепции виртуального приемника в рамках геометрической оптики сферической частицы. Приводятся выражения для расчета параметров виртуальных приемников различных порядков рассеяния. Эффективность подхода демонстрируется сравнением экспериментального и моделируемого сигналов.

Ключевые слова: двухфазные потоки, измерение скорости, размеры частиц, лазерный доплеровский анемометр, времяпролетный анемометр, геометрическая оптика.

Для измерения параметров одно- и двухфазных потоков в локальных точках течения широкое применение находят лазерный доплеровский [1] и лазерный двухфокусный анемометры [2]. Принцип действия этих приборов основан на рассеянии света частицами, содержащимися в исследуемом потоке среды. При измерении скоростей движения сплошных сред и, в особенности, газовых потоков используют, как правило, искусственно введенные частицы известного размера. В двухфазных потоках отсутствует возможность управления размерами частиц, так как распределение частиц по размерам, их концентрация и другие параметры дисперсной фазы потока являются предметом измерения. Названные выше приборы позволяют одновременно с измерением скорости частицы определить также и сферический эквивалент ее диаметра. Для этого приборы оснащаются несколькими приемниками излучения. Кроме того, во времяпролетном приборе используются не гомоцентрические, а эллиптические („плоские“) пучки [3]. Информацию о размере частицы получают на основе временных соотношений между сигналами фотоприемников. Поэтому структура и параметры сигналов, а также их связь с размерами частицы должны быть известны.

В двухфазных потоках теплоэнергетических устройств размеры частиц потока обычно распределены в широком диапазоне с верхним пределом, достигающим 100—200 мкм. Математическое описание явления рассеяния света и анализ сигналов анемометров традиционно выполняют на основе теории Ми или геометрической оптики [4]. Во многих публикациях обе теории используются применительно к частицам, размер которых существенно меньше сечения освещающих пучков. При измерениях в двухфазных потоках это условие не выполняется, и требуется модификация теории Ми или геометрической оптики. Наиболее просто приближенное решение задачи находится в рамках геометрической оптики сферической частицы.

В понятиях лучевой оптики каждый падающий на частицу луч порождает ряд вторичных лучей: после отражения, после преломления и лучи внутренних отражений в частице (рис. 1). Взаимодействие луча с частицей характеризуется углами падения и преломления (φ и ψ соответственно). Вторичные лучи идентифицируются порядком k (числом взаимодействий луча с поверхностью раздела сред). После вращения внутри частицы лучи выходят из нее под углом рассеяния β . Бесконечное число лучей разного порядка формирует общее рассеянное поле, регистрируемое фотоприемником.

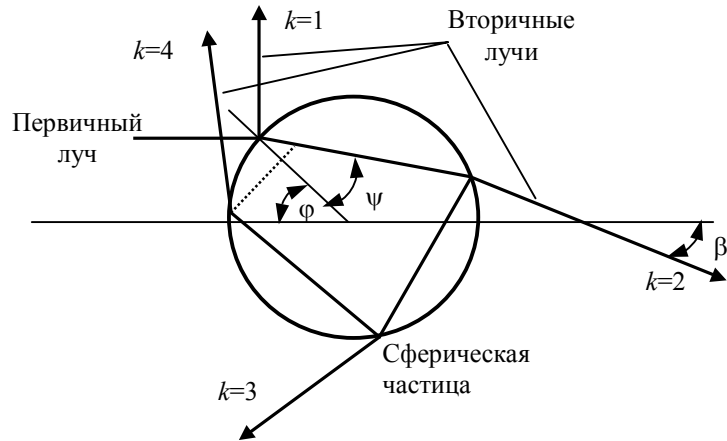


Рис. 1

На практике эту картину взаимодействия света с частицей можно существенно упростить. Во-первых, энергия вторичных лучей быстро уменьшается с увеличением порядка k рассеяния луча, поэтому в большинстве случаев несколько лучей первых порядков вносят заметный вклад в общее рассеянное поле. В ряде случаев преобладает только один эффект рассеяния, обеспечивая 95—98 % общего количества принимаемой энергии [5]. Таким образом, в рамках геометрической оптики возможна оценка параметров сигнала с учетом одного единственного эффекта рассеяния или суммы нескольких существенных эффектов.

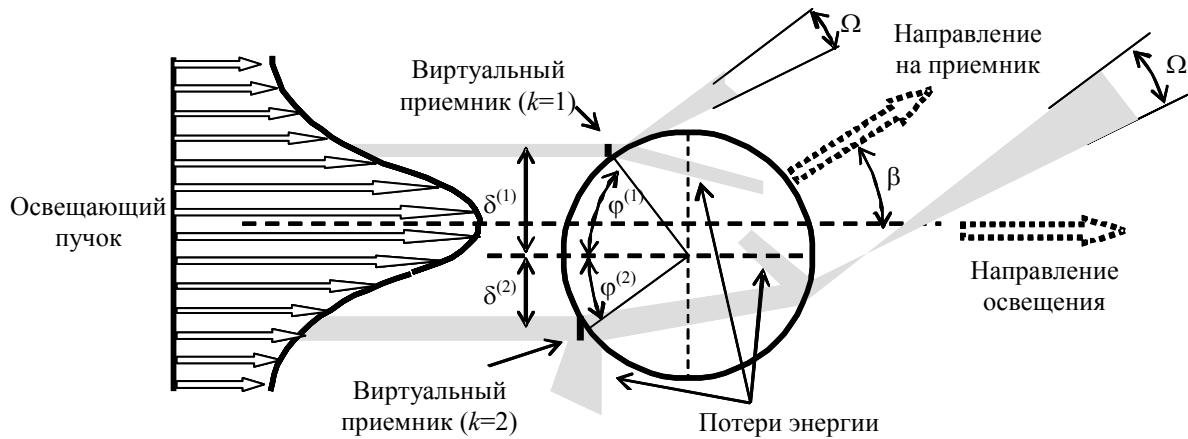


Рис. 2

Рис. 2 иллюстрирует ситуацию, возникающую при освещении частицы пучком параллельных лучей и регистрации преломленного ($k=2$) и отраженного ($k=1$) излучения. Видно, что в обоих случаях приемник принимает свет, падающий на ограниченный по размерам и строго определенный элемент поверхности частицы. Размеры этого элемента и его положение определяются законами лучевой оптики. Этот элемент локализует зону в освещающем пучке, которая проецируется на приемник, а площадь этого элемента определяет количество получаемой энергии. Из-за отражений и преломлений в частице только часть энергии, падающей на элемент, достигает приемника и преобразуется далее в сигнал. Это можно трактовать как потери энергии. Описанная ситуация характерна для всех порядков рассеяния света.

Очевидно, что для любого порядка рассеяния можно условно поместить приемник перед частицей, заменив, таким образом, реальный детектор несколькими виртуальными приемниками (ВП). Виртуальные приемники разных порядков рассеяния детектируют излучение в точках поверхности частицы [6, 7] и с учетом потерь преобразуют в электрический сигнал. ВП любого порядка расположен в плоскости рассеяния и характеризуется собственными параметрами: размерами чувствительной поверхности, смещением относительно центра частицы и коэффициентом передачи, учитывающим потери энергии. При перемещении частицы через освещающий пучок виртуальные приемники сканируют световое поле в пучке, при этом их выходной сигнал пропорционален плотности потока света вдоль траектории движения.

Определим сигнал как функцию пространственного положения центра частицы в объеме измерений. Полагая, что плотность потока излучения в объеме измерений есть известная функция координат $F(x, y, z)$, и пренебрегая в силу малости ВП неоднородностью потока по его площади, выходной сигнал реального приемника определяем выражением

$$I(x_c, y_c, z_c) = F(x_c + \delta_x, y_c + \delta_y, z_c + \delta_z) AG\chi,$$

где x_c, y_c, z_c — координаты центра частицы; A — площадь поверхности виртуального приемника; $\delta_x, \delta_y, \delta_z$ — смещения центра ВП относительно центра частицы; $G < 1$ — коэффициент передачи, учитывающий потери энергии в частице; χ — коэффициент преобразования.

Таким образом, указанные параметры ВП k -го порядка рассеяния полностью определяют соответствующую интенсивность рассеянного излучения, падающего на приемник, и его выходной сигнал.

Определим параметры виртуальных приемников для эллиптического („плоского“) пучка, который используется в схеме времяпролетного прибора [3]. Рис. 3 иллюстрирует постановку задачи моделирования сигнала. Нормаль к плоскости пучка (двух пучков времяпролетного анемометра) определяет направление оси чувствительности схемы к измеряемым параметрам: скорости и диаметру частицы. Диафрагма поля зрения приемника обычно ограничивает наблюдаемую зону пучка, так что в пределах поля зрения толщину пучка можно считать постоянной. При этих условиях можно допустить, что плотность освещающего потока зависит от одной единственной координаты x .

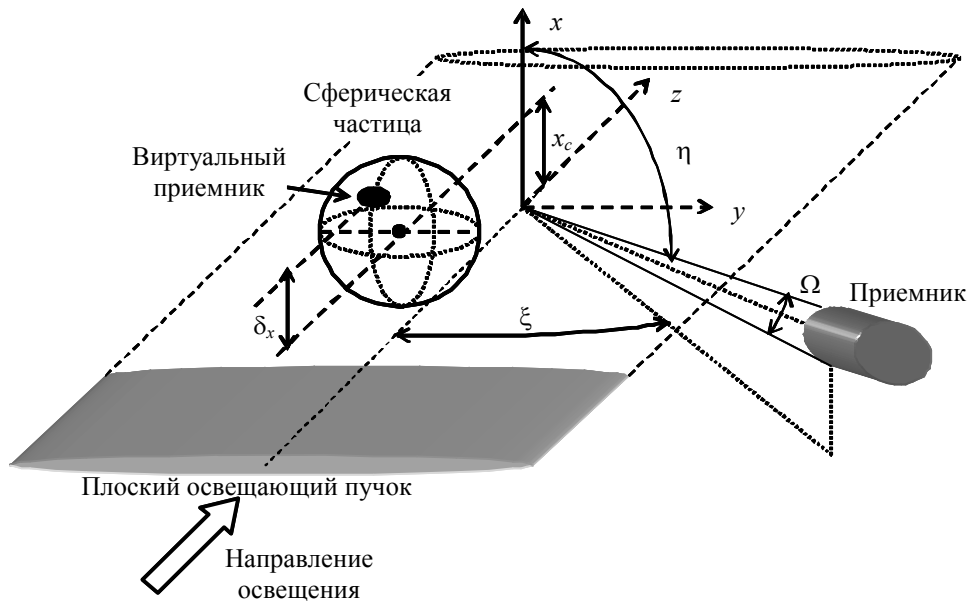


Рис. 3

Определим параметры виртуального приемника для общего случая рассеяния в k -м порядке. Смещение ВП относительно центра частицы определяется положением приемника,

относительным показателем преломления материала частицы и линейно зависит от ее диаметра [6—8]. Поскольку плотность потока в пучке зависит от одной пространственной переменной, то достаточно определить смещение ВП в направлении оси x :

$$\delta_x = K_x r,$$

где r — радиус частицы, K_x — коэффициент относительного смещения ВП от центра частицы в направлении оси чувствительности x .

Считая поверхность реального приемника окружностью, принимаем, что поверхность виртуального приемника представляет собой эллипс, и определим ее площадь:

$$A = \pi l_1 l_2 / 4,$$

где l_1 — тангенциальная ось эллипса, а l_2 — сагиттальная.

Фокусирующие свойства частицы для различных порядков рассеяния описываются дифференциальным фокусным расстоянием, которое определяется соотношением $f^{(k)} = \partial \varphi^{(k)} / \partial \beta$ [4]. Окончательно получим общую для всех порядков формулу вычисления площади:

$$A = \pi r^2 \Omega^2 \frac{\sin \varphi^{(k)} \cos \varphi^{(k)}}{\sin \beta} f^{(k)} = \pi r^2 \Omega^2 C^{(k)},$$

где C — безразмерный коэффициент, зависящий от порядка рассеяния; Ω — угловая апертура приемной системы.

Коэффициенты K_x и C зависят от положения приемника, коэффициента преломления n материала частицы и порядка рассеяния k .

Коэффициент передачи G , учитывающий потери энергии в частице, выразим через коэффициенты отражения (ρ) и пропускания (τ) на границе раздела сред:

$$G = \begin{cases} \rho & \text{при } k=1 \\ \tau^2 & \text{при } k=2 \\ \tau^2 \rho^{k-2} & \text{при } k \geq 3 \end{cases}.$$

Эти коэффициенты зависят от угла падения φ исходного луча на частицу. Угол φ определяется положением приемника, заданным в полярных координатах углами ξ и η . Коэффициенты ρ и τ вычисляются по формулам Френеля [4, 5].

Окончательно выходной сигнал, вызванный эффектом рассеяния k -го порядка, определяется как

$$I^{(k)}(x_c) = F(x_c + K_x^{(k)} r) \pi r^2 \Omega^2 C^{(k)} G^{(k)} \chi,$$

где $F(x)$ — распределение плотности потока излучения в сечении пучка в объеме измерений в направлении оси чувствительности прибора.

Коэффициенты K_x , C и G вычисляются по законам лучевой оптики в соответствии с k -м порядком луча. Как правило, основной вклад в интенсивность сигнала вносят несколько эффектов низкого порядка: отражение ($k=1$), преломление ($k=2$) и, при работе в обратном рассеянии, эффект третьего порядка ($k=3$). Приведем для этих компонентов формулы вычисления коэффициентов K_x и C .

При отражении коэффициент смещения зависит только от положения фотоприемника и определяется по формуле

$$K_x^{(1)} = \frac{\cos \eta}{4\sqrt{1-b/2}},$$

где $b = [2(1 - \sin \eta \cos \xi)]^{1/2}$.

Дифференциальное фокусное расстояние не зависит от угла падения и равно $f^{(1)} = 1/2$. При этом коэффициент C также оказывается постоянным: $C^{(1)} = 1/16$.

Для преломленного излучения значение коэффициента K_x также можно получить в явном виде. При произвольном положении приемника

$$K_x^{(2)} = \frac{-\cos \eta}{2b\sqrt{1-b/n+1/n^2}}.$$

Выражение для коэффициента C будет иметь более компактный вид, если представить его как функцию угла φ . Введя вспомогательные параметры a и c :

$$a = (1 - \sin^2 \eta \cos^2 \xi)^{1/2}; \quad c = [(1 + \sin \eta \cos \xi) / 2]^{1/2},$$

и определив угол падения

$$\varphi = \arcsin \left[b/2 \left(1 - 2c/n + 1/n^2 \right)^{1/2} \right],$$

получим

$$C^2 = \frac{\sin 2\varphi}{8a \left[1 - \frac{\cos \varphi}{(n^2 - \sin^2 \varphi)^{1/2}} \right]}.$$

Для порядка рассеяния $k > 2$ значения коэффициентов K_x и C в явном виде получить невозможно. Их можно определить только как функцию угла падения φ , который находят из уравнения связи:

$$\beta = (k-2)\pi + 2[\varphi + (k-1)\psi]. \quad (1)$$

Дифференциальное фокусное расстояние при $k > 2$ равно

$$f^{(k)} = \left\{ 2 \left[1 - (k-1) \cos \varphi / (n \cos \psi) \right] \right\}^{-1}. \quad (2)$$

В соответствии с выражениями (1) и (2) рассчитываются параметры ВП любого порядка. Например, на рис. 4 приведен график зависимости относительного смещения ВП от угла обратного рассеяния γ ($\gamma = 180 - \beta$) для $k=3$ и $n=1,6$.

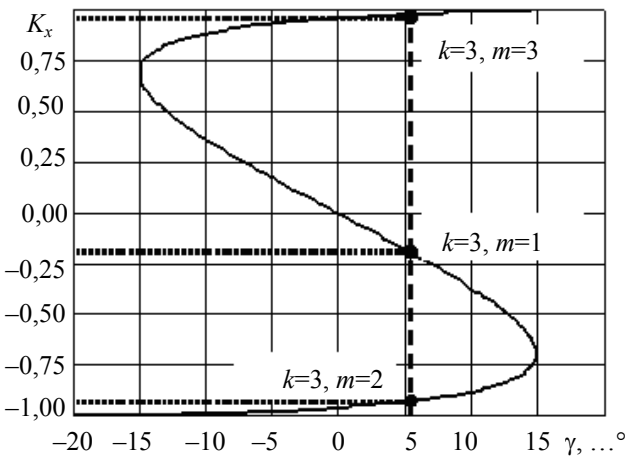


Рис. 4

Отметим, что при $k > 2$ в любом из порядков могут наблюдаться несколько мод (m) и соответственно несколько виртуальных приемников. Например, при $\gamma = 5^\circ$ в третьем порядке генерируются три моды сигнала. Очевидно, что в большинстве случаев в образовании сигнала участвуют несколько виртуальных приемников, а реальный детектор формирует их общий сигнал. При этом на чувствительной поверхности приемника следует суммировать электромагнитные поля с учетом поляризаций и фаз, так как потоки, рассеянные в различных порядках, когерентны. Однако простое суммирование во многих случаях дает достаточную по точности оценку параметров сигнала. Таким образом, в первом приближении полный сигнал фотоприемника определяется как

$$I(x_c) = \pi \chi r^2 \Omega^2 \sum_{k=1}^{\infty} F(x_c + K_x^{(k)} r) C^{(k)} G^{(k)}. \quad (3)$$

Суммирование порядков рассеяния по формуле (3) приводит при пересечении частицей луча к появлению нескольких импульсных сигналов различных порядков. Это иллюстрируется рис. 5, а, б, где представлены графики соответственно экспериментального и расчетного сигналов двухлучевого анемометра [6—8]. При пересечении частицей каждого луча генерируются по

четыре импульсных сигнала, соответствующих порядкам и модам рассеяния. Рассеяние регистрируется в обратном направлении, поэтому преломленное излучение отсутствует. Экспериментальный сигнал записан цифровым осциллографом, и с использованием измеренного значения скорости частицы переменная времени пересчитана в пространственную координату x_c . В эксперименте и при расчетах приняты следующие параметры: времяпролетная база 110 мкм, сечения пучков в направлении оси чувствительности (x) 10 мкм, диаметр частицы 85,2 мкм, $n=1,6$, $\xi=0$, $\eta=84,3^\circ$, $\gamma=5,7^\circ$. Анализ графиков показывает их хорошее совпадение.

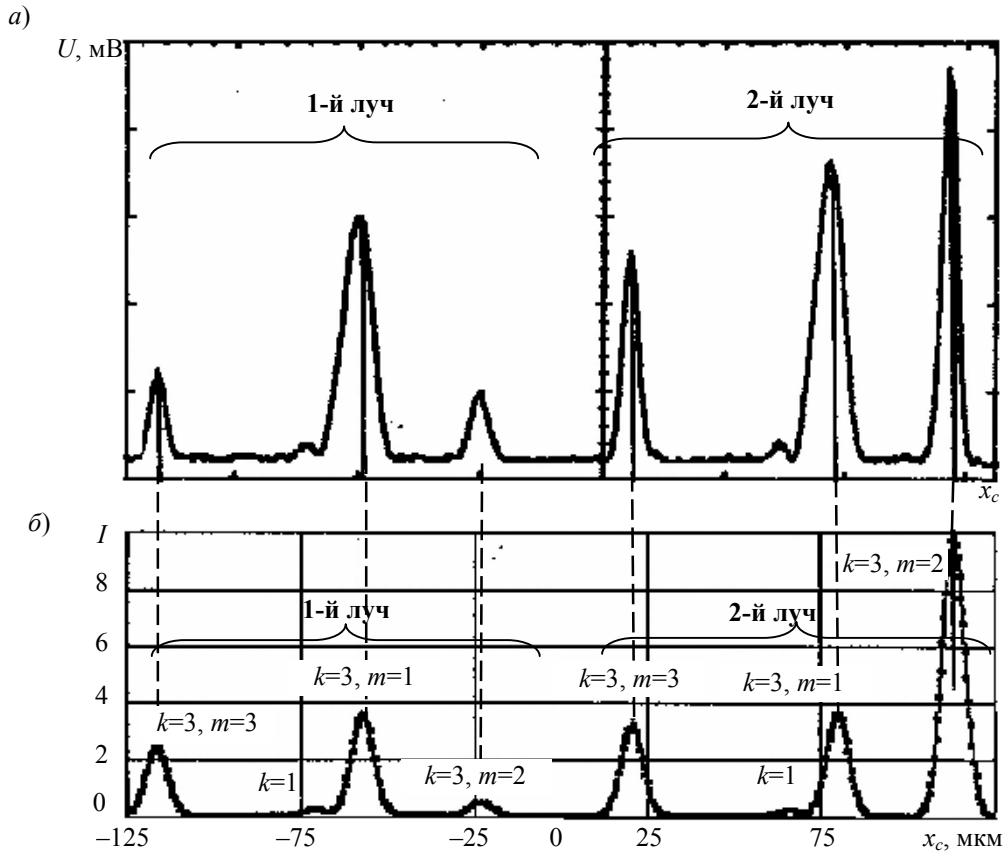


Рис. 5

Таким образом, предложенная методика моделирования сигналов лазерных анемометров с использованием концепции виртуального приемника позволяет оценить амплитудные и временные характеристики сигналов лазерных измерительных систем с фокусированными осветительными пучками при измерениях скоростей и размеров частиц в двухфазных потоках. Это справедливо как для времяпролетных, так и для лазерных доплеровских приборов [9]. При этом возможно предварительное исследование измерительных систем и их сигналов при различных положениях приемников, вариации размеров частиц и показателя преломления. Оптимизация конструкции прибора, предварительная оценка его эксплуатационных и метрологических характеристик, поиск оптимальных путей электронной обработки сигнала и другие задачи могут быть решены в ходе компьютерного моделирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дубницев Ю. Н., Ринкевичюс Б. С Методы лазерной доплеровской анемометрии. М.: Наука, 1982. 304 с.
2. Schodl R. A laser-two-focus (L2F) velocimeter for automatic flow vector measurements in the rotating components of turbomachines // Trans. ASME. J. Fluids Eng. 1980. Vol. 102, N 4. P. 412—419.
3. Павловский Б. А., Семидетнов Н. В. Комплексное измерение скоростей, размеров и концентрации движущихся частиц в двухфазном потоке // Измерительная техника. 1991. № 9. С. 40—42.
4. Шифрин К. С. Рассеяние света в мутной среде. М. — Л.: Гостехтеориздат, 1951. 288 с.

5. Семидетнов Н. В. Исследование особенностей рассеяния излучения частицами двухфазной среды в оптических приборах-анализаторах структуры среды // Оптическая запись и обработка информации: Сб. науч. тр. / Куйбышев. авиационный ин-т им. акад. Королева. Куйбышев, 1986. С. 130—137.
6. Исследование оптических методов комплексного исследования параметров двухфазных потоков: Отчет по НИР / Санкт-Петербург. гос. морской техн. ун-т; Руководитель Н. В. Семидетнов. № ГР 01.9.80004518; Инв. № 02.9.80003899. СПб., 1997. 146 с.
7. Semidetnov N. Local laser velocimetry of single particles: Application of equivalent detector concept for mathematical signal modeling // Laser Anemometry Advances and Applications: Proc. 7 th Intern. Conf.; GALA e.V. Karlsruhe, 1997. P. 361—369.
8. Semidetnov N. V. Experimental study and numerical simulation of time-of-flight anemometer signals generated by large particle // Flow Diagnosis Techniques: Proc. Intern. Workshop. St. Petersburg, 1998. P. 131—138.
9. Семидетнов Н. В., Муравьев П. А. Моделирование выходного сигнала ЛДА при регистрации частиц большого размера // Оптические методы исследования потоков: Тез. докл. V междунар. науч.-техн. конф. М.: Изд-во МЭИ, 1999. С. 141—142.

Сведения об авторе

Николай Владимирович Семидетнов — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный морской технический университет, кафедра судовой автоматики и измерений; E-mail: n.semidetnov@ans.spb.ru

Рекомендована кафедрой
судовой автоматики и измерений

Поступила в редакцию
05.06.08 г.

УДК 621.397.681.772.7.535

В. Д. СМирнов, И. В. Кнороз, С. Е. Герсанова, А. Е. Бендюговский

ТЕСТИРОВАНИЕ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ БОРТОВЫХ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ НАБЛЮДЕНИЯ

Рассматривается один из вариантов отечественной космической тепловизионной аппаратуры, представлен оригинальный технологический процесс ее юстировки, настройки и метрологической аттестации.

Ключевые слова: тестирование, системы наблюдения, коллиматор, аттестация аппаратуры, абсолютно черное тело.

Оптико-электронные криогенно-вакуумные контрольно-измерительные стенды для исследования и тестирования фотоприемных устройств (на базе современных ИК-приемников излучения), а также для настройки бортовой космической аппаратуры наблюдения за мало-контрастными объектами [1—3] являются наиболее сложным видом метрологических технических средств.

Рассматриваемый в настоящей статье оригинальный технологический процесс метрологической аттестации инфракрасной аппаратуры апробирован при настройке и юстировке отечественной прецизионной космической аппаратуры — бортового тепловизионного комплекса (БТВК) „Метеорит — Планета“, разработанного в НИИ телевидения, Санкт-Петербург. Процесс поэтапной настройки, юстировки и метрологической аттестации всего комплекса оптико-электронной аппаратуры потребовал создания сложного (впервые построенного в отечественном приборостроении) метрологического оборудования (прецизионного ИК-диапроектора, длиннофокусных ИК-коллиматоров, малогабаритных ИК-коллиматоров контроля параметров тепловизионной аппаратуры, блоков АЧТ и др.).

Первым этапом метрологической аттестации прецизионной аппаратуры БТВК была настройка блока глубоко охлаждаемого инфракрасного фотоприемного устройства (ИК-ФПУ) на специально разработанном в НИИ телевидения вакуумно-криогенном диапроекторном стенде, где в качестве источников калибровочной температуры использованы несколько абсолютно черных тел (АЧТ). Схема стенда представлена на рис. 1, где 1 — блок контрольного приемника; 2 — блок ИК-сигнала; 3 — аппаратура цифрового преобразования и уплотнения; 4 — имитатор Земли; 5 — система управления стендом; 6 — система регулирования, стабилизации и контроля АЧТ; 7 — регистрирующий комплекс.

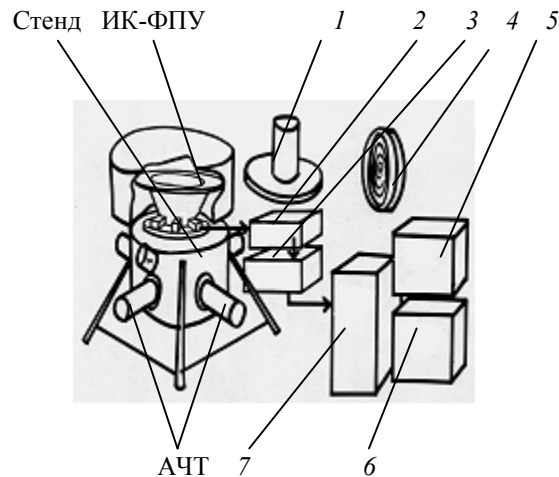


Рис. 1

С целью обеспечения рабочих температурных условий на этом стенде блок ИК-ФПУ размещен в радиационном холодильнике.

Далее, после проверки функционирования, аттестации и установки ИК-ФПУ непосредственно на аппаратуру БТВК, осуществлялся этап настройки всего комплекса с помощью длиннофокусных (с фокусом 25 и 10 м) коллиматорных стендов, имитирующих „бесконечно“ удаленные малоконтрастные малоразмерные (точечные) излучатели — АЧТ: см. рис. 2, где 1 — комплекс контрольно-поверочной аппаратуры; 2 — комплекс регистрирующей аппаратуры; 3 — фокальный блок коллиматора с АЧТ; 4 — блок коррекции; 5 — аппаратура цифрового преобразования; 6 — блок обработки ИК-сигнала; 7 — блок ИК-ФПУ; 8 — система вакуумирования; 9 — система заливки жидкого азота.

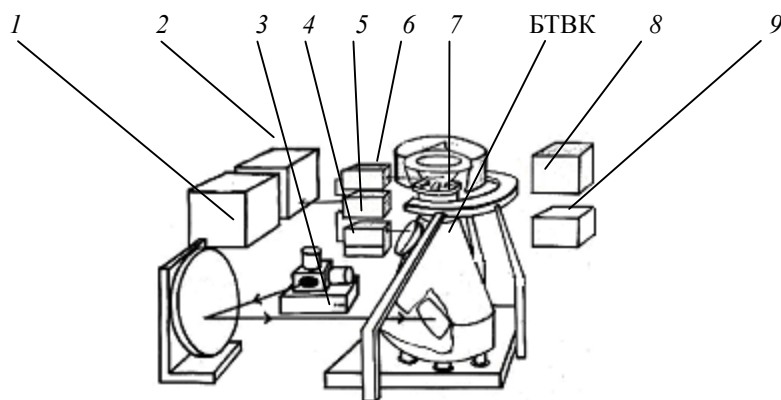


Рис. 2

На третьем этапе (перед отправкой заказчику) аппаратура БТВК аттестовывалась с использованием „переносного“ малогабаритного коллиматора с указанием в сопроводительной документации измеренной на выходе БТВК величины паспортного отношения сигнал / шум от точечных излучателей. (Данная операция необходима для проверки этим же „переносным“ коллиматором „сохранности“ параметров комплекса после транспортировки аппаратуры

БТВК к заказчику.) Рис. 3 иллюстрирует этот этап аттестации БТВК, здесь 1— опτικο-механический комплекс БТВК; 2 — „переносной“ коллиматор; 3 — точечный излучатель (АЧТ).

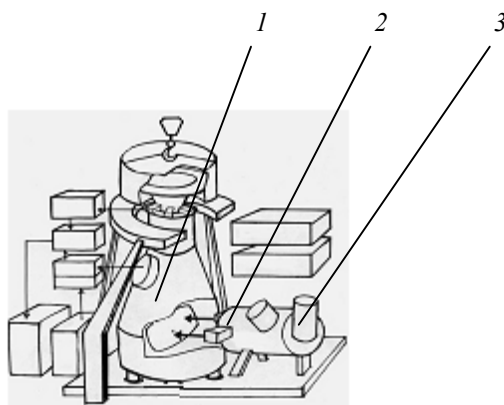


Рис. 3

На рис. 4 представлено изображение БТВК при его настройке с использованием „переносного“ коллиматора. Этот режим обеспечивает получение изображений с высоким энергетическим разрешением.

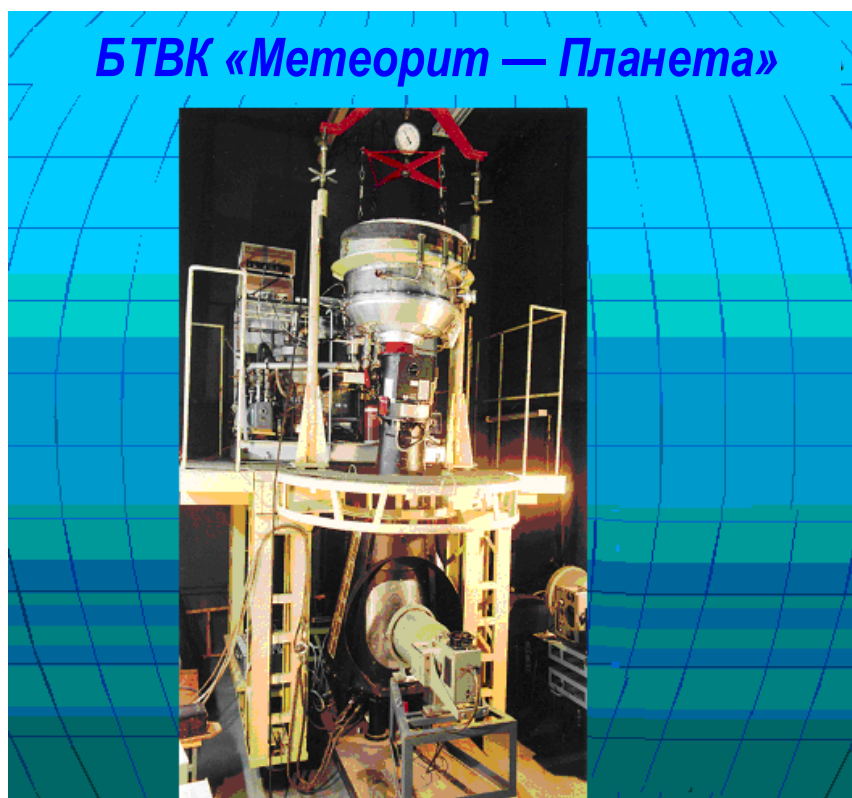


Рис. 4

Результаты комплексных и летных испытаний аппаратуры БТВК (проведенных в 1996 г. на космическом аппарате „Электро“ с геостационарной орбиты) подтвердили возможность создания прецизионных отечественных „тепловизионных“ космических комплексов, обеспечивающих регистрацию объектов в инфракрасном (8—14 мкм) спектральном диапазоне [1, 2].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смирнов В. Д. Оптические и оптико-электронные системы космического технического зрения для беспилотных летательных аппаратов. СПб.: Изд-во Петербург. ин-та печати, 2006.

2. Цыцулин А. К. Телевидение и космос. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ „ЛЭТИ“, 2003.
3. Смирнов В. Д. Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника в полиграфии СПб.: Изд-во Петербург. ин-та печати, 2000.

Сведения об авторах

- | | |
|------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------|
| Всеволод Дмитриевич Смирнов | — д-р техн. наук, профессор; НИИ телевидения, Санкт-Петербург;
E-mail: niit@infos.ru |
| Ирина Владимировна Кнороз | — аспирант; НИИ телевидения, Санкт-Петербург |
| Светлана Евгеньевна Герсанова | — аспирант; НИИ телевидения, Санкт-Петербург |
| Александр Евгеньевич Бендюговский | — канд. техн. наук; НИИ телевидения, Санкт-Петербург |

Рекомендована Институтом

Поступила в редакцию
12.03.08 г.

ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ И НАДЕЖНОСТЬ ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

УДК 621.396.6

В. П. АЛЕКСЕЕВ, В. М. КАРАБАН

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ФАКТОРОВ НА ТОЧНОСТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ГИБРИДНО-ПЛЕНОЧНОГО МИКРОТЕРМОСТАТА

Исследуется проблема изучения поля температур термостабильной подложки микросхемы с использованием конечно-разностных методов. Приведены результаты численного моделирования двумерных нестационарных температурных полей термостабильной подложки с учетом реальных механизмов теплообмена для пропорционального регулятора температуры гибридно-пленочного микротермостата.

Ключевые слова: микротермостат, термостабильная подложка, ошибка регулирования, выход на режим.

В настоящей статье исследуются точностные параметры гибридно-пленочного микротермостата, содержащего термостабильную подложку: оцениваются время выхода термостата на режим ($\tau_{\text{вых}}$) и статическая ошибка регулирования температуры ($\delta_{\text{ст}}$) в зависимости от взаимного размещения датчика температуры и нагревателя.

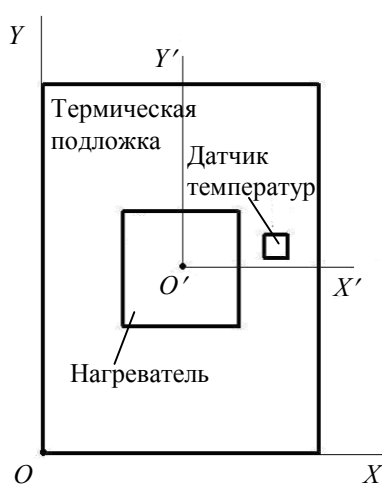


Рис. 1

Под статической ошибкой регулирования температуры будем понимать любое изменение температуры в определенном месте термостабильной подложки, вызванное изменением температуры внешней среды ($T_{\text{вн}}$).

В ходе исследований было проведено численное моделирование неоднородных нестационарных температурных полей термостабильной подложки гибридно-интегральных схем с учетом реальных механизмов теплообмена для пропорционального регулятора температуры микротермостата (МТ). Общая схема термостабильной подложки представлена на рис. 1, где $X'O'Y'$ — вспомогательная система координат.

Как показано в работе [1], центральное расположение нагревателя на подложке является предпочтительным с точки зрения получения более равномерного температурного поля.

При постановке задачи были приняты следующие основные допущения:

— тепловыделением термостатируемых элементов на подложке по сравнению с мощностью нагревателя можно пренебречь;

— подложка представляет собой однородное изотропное тело, теплофизические параметры которого не зависят от координат и температуры;

— тепловой контакт на границах между областями считается идеальным.

Сток тепла во внешнюю среду за счет конвекции отсутствует — это допущение обусловлено расстоянием до поверхности корпуса МТ, составляющим менее 5 мм.

Задача в такой постановке сводится к решению дифференциального двумерного нестационарного нелинейного уравнения теплопроводности термостабильной подложки (с соответствующими граничными и начальными условиями) совместно с уравнением пропорционального регулятора (в граничных условиях учитывается радиационный теплообмен с поверхности подложки по закону Стефана — Больцмана):

$$\left. \begin{aligned} C\rho \frac{\partial T}{\partial t} &= \lambda \left(\frac{\partial^2 T}{\partial X^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial Y^2} \right) + \frac{P_H(X, Y, T_d)}{S_H h} + k(X, Y) \frac{\varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_{\text{вн}}^4 - T^4)}{h}; \\ P_H(T_d) &= P_{H, \text{max}} \quad \text{при } T_d \leq T_{\text{ст}}; \\ P_H(T_d) &= P_{H, \text{max}} - \frac{P_{H, \text{max}}}{\Delta T_{\text{ст.з}}} (T_d - T_{\text{ст}}) \quad \text{при } T_{\text{ст}} < T_d < T_{\text{ст. max}}; \\ P_H(T_d) &= 0 \quad \text{при } T_d \geq T_{\text{ст. max}}; \\ P_H(X, Y) &= P_H(T_d) \quad \text{при } X, Y \in [S_H]; \\ P_H(X, Y) &= 0 \quad \text{при } X, Y \notin [S_H]; \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} t &\in [0; t_{\text{max}}], \quad X \in [0; L_X], \quad Y \in [0; L_Y], \quad T|_{t=0} = T_0(X, Y); \\ X = 0, Y \in [0; L_Y]: & \quad -\lambda \frac{\partial T}{\partial X} = \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_{\text{вн}}^4 - T^4); \\ X = L_X, Y \in [0; L_Y]: & \quad \lambda \frac{\partial T}{\partial X} = \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_{\text{вн}}^4 - T^4); \\ X \in [0; L_X], Y = 0: & \quad -\lambda \frac{\partial T}{\partial Y} = \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_{\text{вн}}^4 - T^4); \\ X \in [0; L_X], Y = L_Y: & \quad \lambda \frac{\partial T}{\partial Y} = \varepsilon_{\text{пр}} \sigma (T_{\text{вн}}^4 - T^4), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где X, Y — координаты; C, ρ, λ — удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности материала подложки соответственно; $T, T_d, T_{\text{вн}}$ — температура подложки, датчика и внешней среды соответственно; T_0 — начальная температура подложки; t, t_{max} — текущее и максимальное время расчета; S_H — площадь нагревателя; h — толщина подложки; $\varepsilon_{\text{пр}}$ — приведенный коэффициент черноты поверхности; σ — постоянная Стефана — Больцмана; k — коэффициент, учитывающий теплообмен с боковых граней датчика температуры и нагревателя; $P_H, P_{H, \text{max}}$ — текущая и максимальная мощность нагревателя; $T_{\text{ст}}, T_{\text{ст. max}}, \Delta T_{\text{ст.з}}$ — температура статирования, максимальная температура статирования, заданный диапазон температуры статирования; L_X, L_Y — размеры подложки по осям X и Y соответственно.

Третье слагаемое в правой части дифференциального уравнения системы (1) учитывает сток тепловой энергии во внешнюю среду за счет радиационного теплообмена.

Значение коэффициента k определяется функцией

$$k = \begin{cases} 3, & \text{если } x, y \in [S_H, S_D]; \\ 2, & \text{если } x, y \notin [S_H, S_D], \end{cases} \quad (3)$$

где S_D — площадь датчика температуры.

Сформулированная краевая задача решена методом конечных разностей с применением схемы расщепления по координатам (локально-одномерной) и методом прогонки с использованием неявной четырехточечной разностной схемы аппроксимации [2—5]. При решении на каждом шаге по времени строится итерационный процесс. В этом случае контролируется устойчивость вычислительного процесса по числу итераций, необходимых для получения требуемой точности:

$$\max |T^{(n)} - T^{(n-1)}| \leq \xi, \quad (4)$$

где n — номер итераций; $\xi=0,005$ К — заданная точность вычислений.

Основные особенности построения разностного алгоритма для решения нелинейных дифференциальных задач на примере простейшего квазилинейного уравнения теплопроводности достаточно подробно рассмотрены в работе [5].

Для обозначения области исследований воспользуемся допущением о симметрии температурного поля термостабильной подложки относительно введенной вспомогательной системы координат $X'O'Y'$ (см. рис. 1). Датчик температуры на поверхности подложки будем размещать в пространственных узлах равномерной прямоугольной сетки (рис. 2).

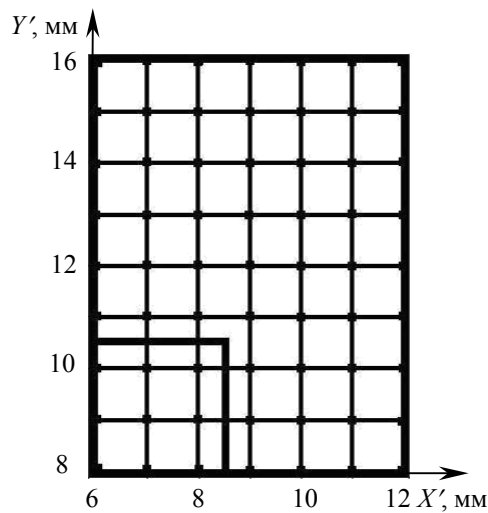


Рис. 2

Введем еще одно допущение, согласно которому размещение датчика температуры невозможно в области нагревателя и в граничных узлах. В соответствии с этим представим координаты пространственного размещения датчика температуры в области термостабильной под-

ложки МТ в виде прямоугольной матрицы, ячейки которой содержат информацию о размещении датчика в системе координат $X'O'Y'$:

$$D' = \begin{bmatrix} - & - & - & - & - & - & - \\ [6;15] & [7;15] & [8;15] & [9;15] & [10;15] & [11;15] & - \\ [6;14] & [7;14] & [8;14] & [9;14] & [10;14] & [11;14] & - \\ [6;13] & [7;13] & [8;13] & [9;13] & [10;13] & [11;13] & - \\ [6;12] & [7;12] & [8;12] & [9;12] & [10;12] & [11;12] & - \\ [6;11] & [7;11] & [8;11] & [9;11] & [10;11] & [11;11] & - \\ - & - & - & [9;10] & [10;10] & [11;10] & - \\ - & - & - & [9;9] & [10;9] & [11;9] & - \\ - & - & - & [9;8] & [10;8] & [11;8] & - \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Основные результаты получены при следующих значениях исходных данных и параметров.

Термостабильная подложка

Материал.....	Керамика марки ВК 94
Удельная теплоемкость C , Дж/(кг·К)	1888
Плотность ρ , кг/м ³	3800
Коэффициент теплопроводности λ , Вт/(м·К)	13,4
Габариты, мм	12×16×1

Нагреватель

Мощность $P_{н.маx}$, Вт	0,5
Диапазон изменения температуры внешней среды $\Delta T_{вн}$, К.....	223—323
Температура статирования $T_{ст}$, К.....	333
Заданный диапазон температуры статирования $\Delta T_{ст.з}$, К.....	1
Габариты, мм	5×5

Значение $\Delta T_{ст.з}$ определено исходя из условия устойчивости схемы регулирования температуры термостабильной подложки.

Для достижения указанной точности вычислений (см. выражение (4)) при решении разностной задачи (1), (2) использовалась регулярная пространственная сетка размером 201×268. Шаг по времени составил 0,0005 с.

Пример распределения температуры термостабильной подложки вдоль осей $O'X'$ ($Y' = 8$ мм) и $O'Y'$ ($X' = 6$ мм) приведен на рис. 3, а, б соответственно при следующих параметрах: $\Delta T_{вн} = 100$ К, $T_0 = 223$ К (кривая 1); $\Delta T_{вн} = 0$, $T_0 = 323$ К (кривая 2). Датчик температуры в обоих случаях имеет координаты [11; 15] мм.

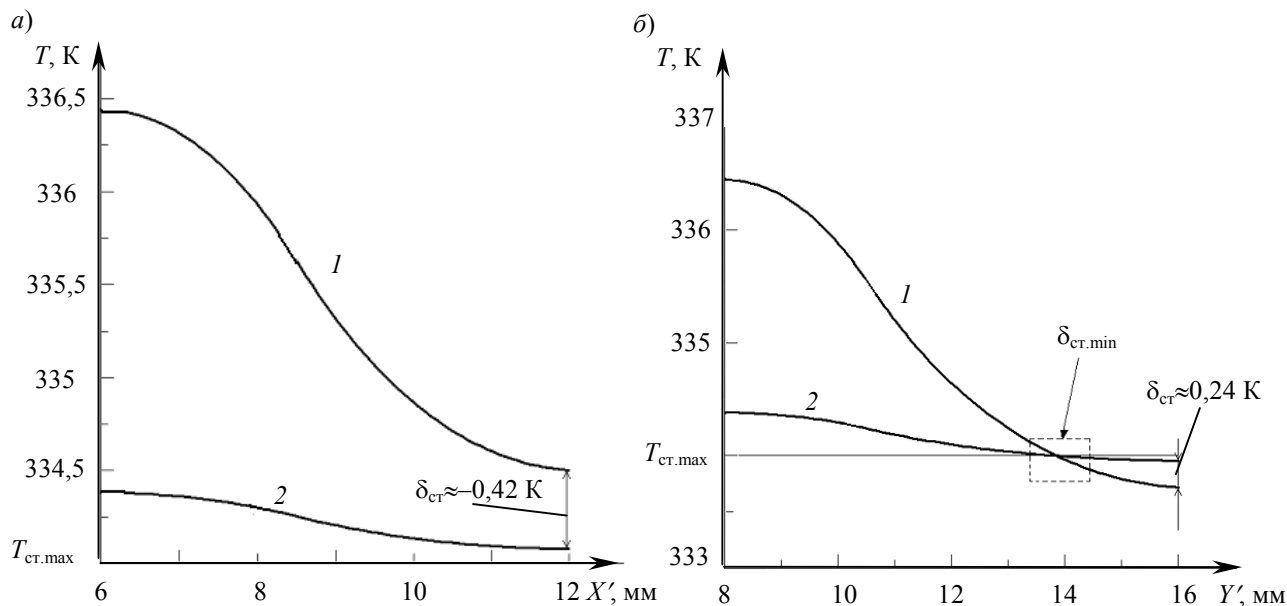


Рис. 3

Полученные при моделировании результаты представлены в виде матриц, отображающих численную зависимость времени выхода микротермостата на режим и статической ошибки регулирования температуры подложки исследуемого класса МТ от координат пространственного размещения датчика температуры (5).

Время выхода на режим, с,

$$\tau_{\text{вых}}(D') \approx \begin{bmatrix} - & - & - & - & - & - & - \\ 394 & 394 & 412 & 416 & 455 & 478 & - \\ 374 & 379 & 382 & 393 & 411 & 431 & - \\ 366 & 365 & 364 & 371 & 379 & 389 & - \\ 363 & 362 & 359 & 356 & 364 & 373 & - \\ 387 & 388 & 393 & 366 & 363 & 362 & - \\ - & - & - & 392 & 368 & 367 & - \\ - & - & - & 390 & 370 & 368 & - \\ - & - & - & 390 & 372 & 369 & - \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Статическая ошибка регулирования температуры термостабильной подложки (вдоль оси $O'X'$), К,

$$\delta_{\text{ст}}(D') \approx \begin{bmatrix} - & - & - & - & - & - & - \\ -0,24 & -0,25 & -0,29 & -0,33 & -0,37 & -0,42 & - \\ -0,1 & -0,12 & -0,16 & -0,21 & -0,27 & -0,33 & - \\ 0,14 & 0,12 & 0,06 & -0,03 & -0,11 & -0,19 & - \\ 0,46 & 0,43 & 0,33 & 0,2 & 0,08 & -0,04 & - \\ 0,94 & 0,89 & 0,72 & 0,5 & 0,29 & 0,15 & - \\ - & - & - & 0,79 & 0,5 & 0,3 & - \\ - & - & - & 0,98 & 0,62 & 0,4 & - \\ - & - & - & 1,04 & 0,67 & 0,44 & - \end{bmatrix}; \quad (7)$$

то же, вдоль оси $O'Y'$:

$$\delta_{\text{ст}}(D') \approx \begin{bmatrix} - & - & - & - & - & - & - \\ 0,41 & 0,4 & 0,37 & 0,33 & 0,29 & 0,24 & - \\ 0,56 & 0,54 & 0,5 & 0,45 & 0,39 & 0,33 & - \\ 0,79 & 0,78 & 0,71 & 0,62 & 0,54 & 0,47 & - \\ 1,11 & 1,08 & 0,98 & 0,84 & 0,72 & 0,62 & - \\ 1,58 & 1,53 & 1,37 & 1,15 & 0,94 & 0,8 & - \\ - & - & - & 1,43 & 1,15 & 0,95 & - \\ - & - & - & 1,62 & 1,27 & 1,05 & - \\ - & - & - & 1,68 & 1,31 & 1,09 & - \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Анализ полученных результатов показал, что зависимость времени выхода на режим и статической ошибки регулирования температуры от взаимного расположения датчика температуры и нагревателя для рассматриваемой прямоугольной термостабильной подложки гибридно-пленочного МТ имеет сложный характер. При размещении датчика по осям OX или OY существует область минимальной статической ошибки регулирования температуры, обусловленная тем, что при изменении температуры среды изменяется мощность нагревателя, а следовательно, и перепад температур на краях подложки (см. рис. 3). Таким образом, на термостабильной подложке формируется некоторая область, не зависящая от точности регулирования, но зависящая от взаимного расположения датчика и нагревателя, а также от теплопроводности материала подложки.

Анализ матриц (6)—(8) показывает, что наряду с наличием зоны минимальной статической ошибки имеет место оптимальное взаимное размещение датчика температуры и нагревателя по критерию минимального времени выхода на режим.

Полученные результаты имеют практическую ценность при проектировании термостабильных радиотехнических устройств с использованием микротермостатов, содержащих термостабильную подложку.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алексеев В. П. Системное проектирование термоустойчивых радиотехнических устройств и систем. Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2004.
2. Самарский А. А. Вычислительная теплопередача. М.: Едиториал УРСС, 2003. 784 с.
3. Дульнев Г. Н., Парфенов В. Г., Сигалов А. В. Применение ЭВМ для решения задач теплообмена М.: Высш. школа, 1990.
4. Пасконов В.М., Полежаев В. И., Чудов Л. А. Численное моделирование процессов тепло- и массообмена М.: Наука, 1984.
5. Берковский Б.М., Ноготов Е. Ф. Разностные методы исследования задач теплообмена Минск: Наука и техника, 1976.

Сведения об авторах

Валерий Павлович Алексеев

— канд. техн. наук, доцент; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры; E-mail: aav@scalpnet.ru

Вадим Михайлович Карaban

— аспирант; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры; E-mail: karaban_vm@mail.ru

Рекомендована кафедрой
конструирования и производства
радиоаппаратуры

Поступила в редакцию
25.02.09 г.

УДК 536.087.92

А. В. МИТЯКОВ

ГРАДИЕНТНЫЕ ДАТЧИКИ ТЕПЛОВОГО ПОТОКА В ФИЗИЧЕСКОМ И ПРОМЫШЛЕННОМ ЭКСПЕРИМЕНТЕ

Описано применение градиентных датчиков теплового потока на основе висмута в физическом и промышленном эксперименте. Созданы и протестированы новые градиентные датчики теплового потока повышенной теплостойкости. Приведены основные композиции для датчиков и их характеристики. Рассмотрены перспективы использования датчиков при температурах до 1300 К.

Ключевые слова: тепловой поток, датчик, эффект Зеебека, теплофизический эксперимент.

В современном эксперименте возможности цифровой преобразовательной техники превосходят уровень используемых датчиков. Одним из подтверждений этому служат датчики для измерения теплового потока (теплометрии). В работах [1—3] показано, что к наиболее перспективным относятся градиентные датчики теплового потока (ГДТП).

Действие ГДТП основано на поперечном эффекте Зеебека — появлении термоЭДС с вектором напряженности, нормальным к вектору теплового потока, в средах с анизотропией теплопроводности, электропроводности и коэффициента термоЭДС. Схема ГДТП (рис. 1) впервые была представлена в 1947 г. в работе Л. Гайлинга [4].

Элементарная теория ГДТП обобщена в работах [4, 5] и в общем случае сводится к следующему.

В кристалле с анизотропными теплопроводностью, электропроводностью и коэффициентом термоЭДС при прохождении теплового потока в направлении, не совпадающем с главными осями кристалла, возникает поперечная компонента электрического поля.

Исходным материалом для ГДТП служат вырезанные из кристалла под углом θ параллелепипеды, которые называют анизотропными термоэлементами (АТЭ). На рис. 1, а показано, что угол θ не совпадает с главными кристаллографическими осями C_1 и C_3 .

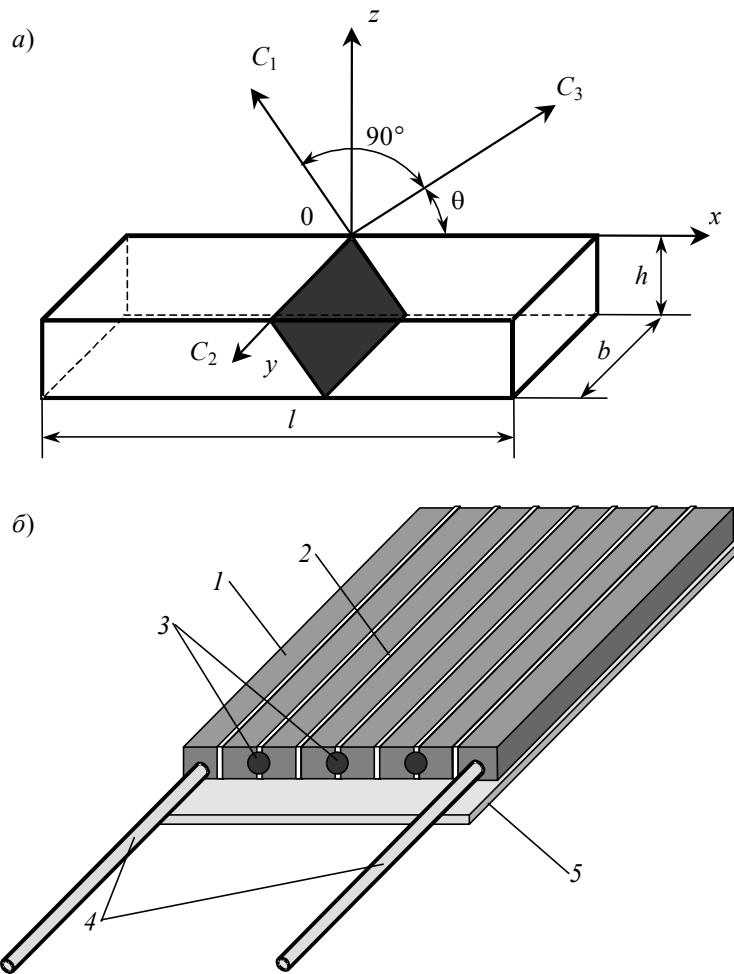


Рис. 1

Поскольку АТЭ обладает анизотропией теплопроводности, вектор теплового потока во всех сечениях, кроме плоскости $z=0$, будет отклоняться от оси z . Это означает, что разность температур возникает не только в направлении оси z , но и в направлении оси x , вдоль которой генерируется термоЭДС E_x , пропорциональная градиенту $\partial T/\partial z$ (т.е., на основании закона Фурье, плотности теплового потока q_z):

$$E_x = \frac{(\varepsilon_{33} - \varepsilon_{11}) \sin \theta \cos \theta \cdot F_0 q_z}{\sqrt{\lambda_{33}^2 \sin^2 \theta + \lambda_{11}^2 \cos^2 \theta} \cdot b},$$

где ε_{11} , ε_{33} — коэффициенты термоЭДС в направлениях осей C_1 и C_3 соответственно;

λ_{11} , λ_{33} — составляющие тензора теплопроводности в тех же направлениях; F_0 — площадь АТЭ в плане; b — ширина АТЭ.

Таким образом, величина E связана с плотностью теплового потока q , проходящего через сечение датчика, соотношением

$$E = qFS_0,$$

где F — площадь ГДТП в плане, S_0 — вольт-ваттная чувствительность.

Конструкция типичного ГДТП ясна из рис. 1, б: АТЭ 1 соединены контактами 3 на основе из слюды 5; друг от друга элементы изолированы прокладками 2; крайние элементы снабжены выводами 4.

Градиентные датчики теплового потока конструкции Н. П. Дивина [6, 7] выполнены на основе монокристалла висмута чистоты 0,9999. Они обладают чувствительностью $S_0=5\ldots 20$ мВ/Вт и рабочим диапазоном температур 20...540 К (верхняя граница близка к точке плавления висмута). Датчики имеют толщину около 0,2 мм. Форма их может быть произвольной; в опытах [1] использовались преимущественно прямоугольные датчики размерами в плане от 1×1 до 10×10 мм². Ограничения на дальнейшее увеличение размеров связаны только со стоимостью и трудоемкостью изготовления. С другой стороны, благодаря небольшим размерам датчиков можно считать температуру поверхности в их окрестности постоянной, что делает возможным измерения теплового потока на неизотермических поверхностях.

Конструкция градуировочного стенда [1] обеспечивает сопоставление термоЭДС ГДТП с тепловым потоком от электрического нагревателя, измеряемым в соответствии с законом Джоуля — Ленца с погрешностью не более 1 %.

Наиболее интересную особенность ГДТП представляют их динамические характеристики. Исследования пяти датчиков из висмута толщиной от 0,2 до 4,0 мм показали, что постоянная времени всех датчиков практически одинакова [1]. По последним оценкам (полученным при облучении поверхности датчика с помощью импульсов лазера ОГМ-20 на длине волны 693,4 нм и регистрации сигнала осциллографом Tektronix) время реакции ГДТП из висмута составляет $10^{-8}\dots 10^{-9}$ с, что позволяет производить измерения теплового потока в различных процессах с частотой до 10 ГГц [2, 3].

Выявленное аномально высокое быстродействие ГДТП из висмута требует дополнительных исследований с позиции физики твердого тела, а также уточнения возможности использования результатов градуировки датчиков в стационарном режиме при измерении теплового потока, создаваемого импульсным лазером.

Простейшими датчиками продольного типа являются одиночные датчики, созданные в 1960-х гг. в Институте технической теплофизики НАН Украины (Киев) под руководством О. А. Геращенко [5].

Существенным недостатком одиночного датчика является низкая вольт-ваттная чувствительность. Значительно большей чувствительностью обладают многоспайные (батареиные) датчики [5]; число их спаев достигает нескольких тысяч.

Сопоставление возможностей датчиков продольного и поперечного типов в стационарной и нестационарной теплотрии [1] показало следующее. При стационарном режиме условия измерений, градуировки и другие характеристики датчиков обоих типов близки, но различия между ними остаются. Датчик продольного типа должен быть „термически толстым“, чтобы обеспечить максимальный перепад температур (и увеличить сигнал); это увеличивает искажения в поле температуры и, следовательно, методическую погрешность измерения. В то же время датчики поперечного типа можно делать тонкими, насколько это технологически возможно: градиент температуры в стационарном режиме от толщины датчика не зависит.

При нестационарном режиме принципиальное различие двух типов датчиков заключается в том, что сигнал датчика продольного типа пропорционален перепаду температур по всей толщине, а сигнал ГДТП, видимо, формируется в его тонком поверхностном слое. Анализ зависимости сигнала датчиков от времени показывает [1], что (при одинаковых размерах обоих датчиков) для получения приемлемой погрешности измерения (около 1...2 %) расчетное быстродействие типичного датчика конструкции О. А. Геращенко составляет около 4 с, а быстродействие ГДТП (если учитывать минимальный слой, в котором возможно формирование термоЭДС) — 10^{-5} с.

Показания ГДТП достаточно стабильны: градуировки одного и того же датчика, выполненные в 1960-х и 1990-х гг. показали, что изменение вольт-ваттной чувствительности не превышает 1...2 %.

Начиная с 1996 г. в Санкт-Петербургском государственном политехническом университете (СПбГПУ) проводились исследования, в ходе которых с ГДТП регистрировалась информация о местной плотности теплового потока в процессах конвективного, радиационного и сложного теплообмена [1].

В частности, рассматривались классические задачи конвективного теплообмена: поперечное обтекание одиночного цилиндра (гладкого и с турбулизаторами), обтекание сферической лунки на пластине, каверн и траншей, свободно-конвективное обтекание вертикальной пластины. Во всех случаях температура обтекаемой поверхности поддерживалась (путем обогрева насыщенным водяным паром) на уровне 373 К. Опыты подтвердили работоспособность ГДТП и позволили выявить важные особенности теплообмена: установлено, в частности, что колебания плотности теплового потока происходят на частотах около 10 Гц.

В ходе исследований впервые в мировой практике была получена зависимость плотности теплового потока на поверхности камеры сгорания дизельного двигателя от угла поворота коленчатого вала [1].

Многочисленные работы, выполненные в ударных трубах и на промышленных турбогенераторах мощностью 160 МВт [1—3], показали, помимо прочего, что ГДТП являются единственными датчиками, работоспособными в условиях электромагнитных воздействий порядка 2...4 Тл и гамма-излучения.

К числу важных и принципиально неустранимых недостатков ГДТП из висмута относятся:

- низкая теплостойкость (до 544,5 К — точки плавления висмута);
- значительная трудоемкость и малая пригодность технологии изготовления к условиям промышленного производства;
- ограничения толщины датчика технологически достижимым пределом, равным 0,1 мм.

Изложенные причины привели к необходимости создания нового семейства ГДТП — гетерогенных ГДТП (ГГДТП) — на основе использования композитов с косослойным расположением металлических и полупроводниковых пластин, обладающих анизотропией эффективных теплофизических и электрофизических характеристик.

Теория ГГДТП достаточно полно представлена в работах [4, 5]. Показано, в частности (см. рис. 2, а), что сигнал, генерируемый единицей длины ГГДТП,

$$\frac{E}{l} = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{2\lambda_1} q \frac{k_\delta (k_\lambda - k_p)}{(k_\delta + k_p)(k_\delta + k_\lambda)} \sqrt{\frac{k_\delta + k_\lambda}{1 + k_\delta k_\lambda} \frac{1}{k_\lambda}}, \quad (1)$$

где E — термоЭДС ГГДТП; l — длина датчика; $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ — коэффициенты термоЭДС 1-го и 2-го слоев композита; $k_\lambda = \lambda_2 / \lambda_1$, $k_p = \rho_2 / \rho_1$, $k_\delta = \delta_2 / \delta_1$ — безразмерные параметры, определяемые теплопроводностью λ_1, λ_2 , электропроводностью ρ_1, ρ_2 и толщиной δ_1, δ_2 слоев композита.

Исследование функции E/l выявило ее монотонность по параметру k_p (пара материалов выбрана тем удачнее, чем больше разнятся значения ρ_1 и ρ_2); в то же время существуют экстремумы этой функции по двум другим параметрам.

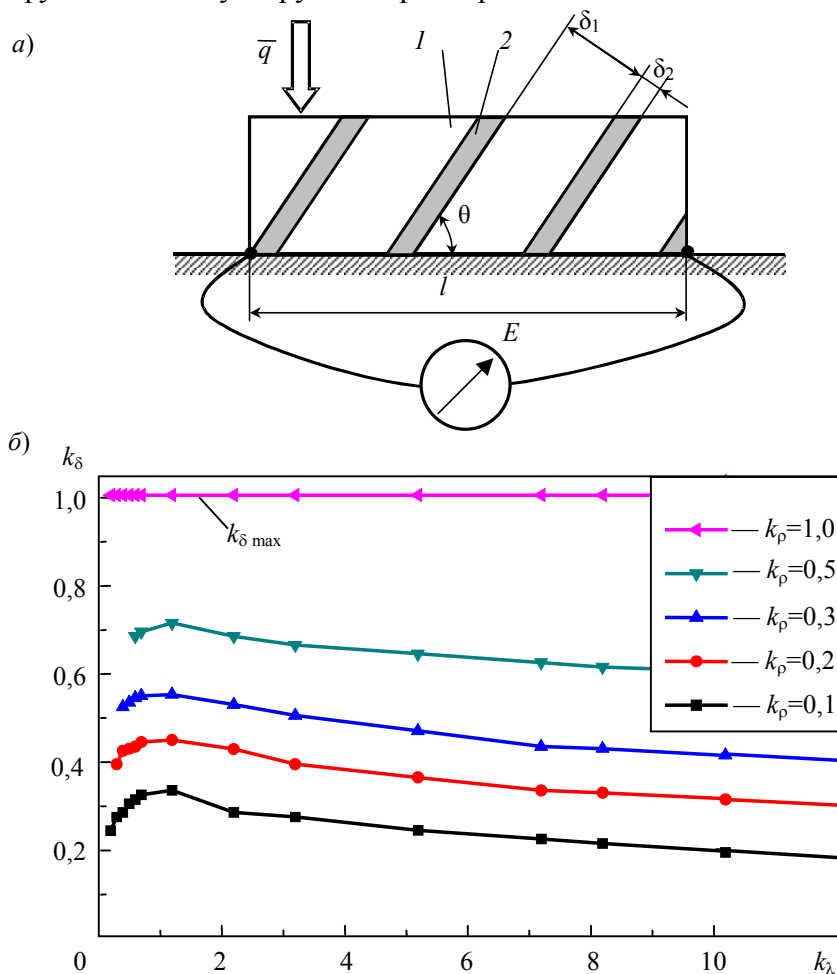


Рис. 2

При конструировании ГГДТП наиболее важно знать параметр k_δ , задающий соотношение толщин слоев, составляющих композит.

Для функции

$$E^* = \frac{2q\lambda_1}{l(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)} E = f(k_\lambda, k_p, k_\delta) \tag{2}$$

построен график (рис. 2, б), задающий значение $k_{\delta \max}$, соответствующее максимальному сигналу E .

Поскольку формула (1) получена в линейном приближении, она не может применяться в широком диапазоне температур, когда существенно изменяются k_p и k_λ . В то же время ее можно использовать на отдельных температурных участках, где линейное приближение допустимо, а затем выбирать значение k_δ для рабочего интервала температур.

При создании композитов из разнородных материалов требуется, как принято считать, использовать достаточно специфичные технологии — такие как диффузионная сварка в вакууме [8, 9]. Существенных отличий по структуре и чувствительности ГГДТП, созданных с использованием вакуума и без него, не выявлено. Не отвергая возможностей диффузионной сварки в вакууме (например, для сплавов титана и других материалов с повышенной окисляемостью), простоту предложенной технологии можно считать одним из ее важных

преимуществ: композиты можно создавать в простейших условиях, широко варьируя ассортимент используемых материалов.

К настоящему времени созданы ГГДТП на основе композиций сталь 12Х18Н9Т + никель, сталь 65Х13 + никель, хромель + алюмель и железо + константан [10]. Эти ГГДТП применимы при температурах до 1300 К и выше.

Технология состоит в следующем. Металлические пластины из обоих материалов (сталь + никель и др.) должны быть обезжиренными, с высотой микронеровностей в 1...10 мкм. Стопку чередующихся пластин помещают в электрическую печь, сжимают давлением 0,1...0,2 МПа и нагревают до температуры, составляющей 0,5...0,7 от абсолютной температуры точки солидуса менее тугоплавкого материала (для чистых металлов — точки плавления). Время выдержки при этой температуре составляет 60...900 с. В результате сварки образуется многослойный брусок с анизотропией тепло-, электрофизических и термоэлектрических свойств. После охлаждения брусок разрезают на пластины, расположенные под углом 20...45° к его плоскостям. Изготовленные таким образом датчики градуируют. Значения вольт-ваттной чувствительности датчиков при температуре около 300 К приведены ниже.

Композиция	Чувствительность, мВ/Вт
Сталь 12Х18Н9Т + никель	0,40
Хромель + алюмель	0,35
Титан + молибден	0,02

Микроструктура одной из композиций (сталь 12Х18Н9Т + никель) представлена на рис. 3.

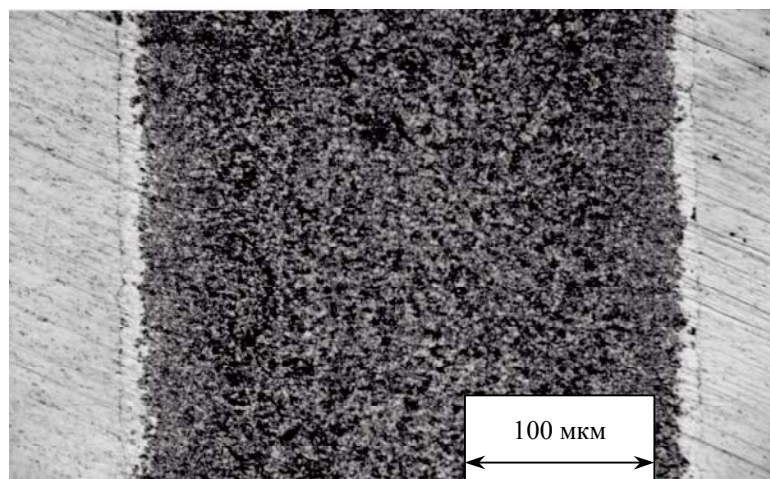


Рис. 3

Особый интерес вызывает применение композиций полупроводник + металл и полупроводник + полупроводник, поскольку значения коэффициентов термоЭДС у полупроводников на порядок и более превышают уровень, характерный для металлов.

ГГДТП из композиции кремний + алюминий был создан в СПбГПУ в условиях диффузионной сварки в воздушной среде (при температуре около 820 К и выдержке в течение 1 ч). Высокая степень растворимости алюминия в кремнии, что традиционно используется в цветной металлургии, сыграла положительную роль, обеспечив диффузионное соединение с образованием переходной зоны шириной 5...15 мкм.

Более перспективной представляется композиция из слоев кремния с *n*- и *p*-проводимостью. (Применяемая в технике полупроводников технология соединения стандартных кремниевых дисков (диаметром 60 мм и толщиной 0,35 мм) [9] трудоемка и в настоящее время не используется.) С использованием в качестве прокладок между слоями кремния алюминиевой фольги толщиной 0,05 мм по описанной выше технологии в СПб ГПУ был получен слоистый композит кремний + кремний. Чувствительность таких датчиков почти вдвое превышает уро-

вень, достигнутый ГГДТП из композита кремний + алюминий, а теплостойкость ограничена температурой размягчения кремния (1100 К).

Применение высокотемпературных ГГДТП оправдано как в условиях теплотехнического эксперимента, так и, что важнее, в промышленных условиях. В настоящее время датчики из композита сталь 12Х18Н9Т + никель устанавливаются на трубах котельных агрегатов взамен традиционных теплотеметрических вставок, что позволяет определить местные тепловые потоки в различных зонах котла, а в перспективе обеспечить исследование поля теплового потока в различных его зонах.

По мере накопления опыта и совершенствования технологии возникнут и другие приложения. Важно понять, что с появлением высокотемпературных ГГДТП существенно меняются как возможности, так и идеология теплотеметрии в энергетических установках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сапожников С. З., Митяков В. Ю., Митяков А. В. Градиентные датчики теплового потока в теплотехническом эксперименте. СПб.: СПбГПУ, 2007. 202 с.
2. Митяков В. Ю., Можайский С. А., Сапожников С. З. Градиентные датчики для высокотемпературной теплотеметрии / Письма в ЖТФ. 2008. Т. 34, № 19. С.1—55.
3. Бобаишев С. В., Менде Н. П., Попов П. А. и др. Использование анизотропных датчиков теплового потока в аэродинамическом эксперименте // Там же. 2009. Т. 35, № 5. С. 36—42.
4. Geiling L. Das Thermoelement als Strahlungsmesser // Zschr. F. Angew. Phys. 1951. Bd. 3.12.
5. Геращенко О. А. Основы теплотеметрии. Киев: Наук. думка, 1971. 192 с.
6. Свид. на полезную модель № 9959. Датчик теплового потока / Н. П. Дивин. Приоритет от 10.08.1998.
7. Divin N., Sapozhnikov S. Gradient heat-flux transducers: application for heat investigations // Proc. of Intern. Symposium in Power Machinery. Moscow, 1995. P. 79.
8. Диффузионная сварка материалов: Справочник / В. П. Антонов и др.; Под ред. Н. Ф. Казакова. М.: Машиностроение, 1981. 271 с.
9. Воронков В. Б., Гук Е. Г., Козлов В. А., Шуман В. Б. Прямое сращивание кремниевых пластин с диффузионным слоем // Письма в ЖТФ. 1998. Т. 24, № 6. С. 1—5.
10. Пат. на полезную модель № 75467. Датчик теплового потока (варианты) / В. Ю. Митяков, А. В. Митяков, С. З. Сапожников. Заявка № 2007137839, приоритет от 04.10.07.

Сведения об авторе

Андрей Владимирович Митяков — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, кафедра теоретических основ теплотехники; E-mail: mitiakov@mail.ru

Рекомендована кафедрой
теоретических основ теплотехники

Поступила в редакцию
22.05.09 г.

SUMMARY

P. 3—7.

DATA CONSISTENCY AND ALTERNATIVE PROBABILITY ESTIMATES IN A STOCHASTIC PREFERENCES CYCLE

An approach is proposed to the problem of data consistency checking and estimation of alternative probabilities. The approach is based on conversion of stochastic preferences cycle into a fragment of knowledge in algebraic Bayesian network and subsequent probabilistic-logic decision. The proposed approach may be used in development of decision-making system support.

Keywords: Bayesian networks, stochastic preferences, decision making, probabilistic semantics, uncertain knowledge models, probabilistic-logic inference.

Data on author

Alexander L. Tulupyev — Cand. Phys.-Math. Sci.; St. Petersburg Institute of Informatics and Automation of Russian Academy of Sciences, Laboratory of Applied Informatics;
E-mail: alt@ias.spb.su

P. 8—11.

COMBINATIONS ORDERING METHOD IN STRUCTURAL DYNAMICS OF TECHNICAL SYSTEMS

Problem of ordering of basic combinatorial objects is considered. Solutions to straightforward and inverse problems of combinations ordering are presented.

Keywords: combination, combinations ordinal number, combination element position.

Data on author

Viktor T. Domojirov — Dr. Sci.; Central Construction Bureau of Armature Engineering, St. Petersburg; Deputy Director for Research; E-mail: domojirov@ckba.ru

P. 12—17.

LOCALIZATION OF TEXTURAL AREAS BOUNDS IN DIGITAL IMAGES OF WOOD SAMPLES

An algorithm is developed for localization of boundaries between early and late wood areas in digital images of wood samples. The algorithm is shown to be optimal with respect to maximal credibility criterion. A hardware and software complex is described which realizes the proposed algorithm. Quality characteristics of results obtained with the complex are presented.

Keywords: image recognition, image processing, sample treatment, signal processing.

Data on authors

Yury A. Ipatov — assistant; Mari State Technical University, Department of Informatics; Yoshkar-Ola;
E-mail: ipatov_ya@list.ru

Alexander V. Krevetsky — Cand. Techn. Sci.; Mari State Technical University, Department of Informatics;
Yoshkar-Ola; E-mail: krevetsk@mail.ru

P. 17—21.

SPECTRAL TRANSFORMS IN ADAPTED BASIS FOR REVEALING IMPURITIES IN ISOTOPE MASS-SPECTRA OF TRANS-URANIUM ELEMENTS

Application of spectral transformation in a system of basic functions to detection of impurities in trans-uranium elements from their mass-spectra is considered. Mass-spectra of standard samples are used as reference signals. The method is shown to afford detection of an admixture with mass difference of 0,001% from the mass on one of isotopes in a standard sample.

Keywords: mass-spectrometry, isotope analysis, signal processing, system of basis functions.

Data on author

- Vladimir V. Manoilov* — Dr. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Nanotechnologies and Material Science; E-mail: manoilov_vv@mail.ru
- Aleksey I. Solodovnikov* — Cand. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI", Department of Automatics and Control Processes
- Igor V. Zarutskiy* — Cand. Techn. Sci.; Institute of Analytical Instrument-Making of Russian Academy of Sciences, St. Petersburg; E-mail: IgorZV@yandex.ru

P. 22—26.

ESTIMATION OF OPERATOR'S WORK INTENSITY WITH THE USE OF AUTOMATED QUESTIONING

An approach is proposed to estimation of intensity of work of a computer operator. The approach is based on application of an automated questionnaire. Requirements imposed upon such a questionnaire are discussed; a variant of the questionnaire is suggested which consists of special images demonstrated to operator under examination. Influence of time interval between the tests is investigated.

Keywords: intensity of activity, computer operator, self-estimation, automated questionnaire, information-program module.

Data on authors

- Ahmed Balhareth* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI", Department of Automated Systems of Information Processing and Management; E-mail: balhareth_ru@hotmail.com
- Paul J. Paderno* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI", Department of Automated Systems of Information Processing and Management; E-mail: pipaderno@list.ru

P. 27—30.

AUTONOMOUS CONTROL OVER SMALL SPACECRAFT APPROACHING ORBITAL OBJECT

Problem of autonomous control over a small spacecraft when it approaches an orbital object is considered. The second spacecraft is supposed to be equipped with on-board optic-electronic instrument to measure visual angles and laser range finder.

Keywords: orbital object, small spacecraft, control over relative movement.

Data on authors

- Vitaly K. Semenikhin* — Cand. Techn. Sci.; Scientific Research Center, St. Petersburg, — Branch of 4th CSRI of RF Defence Ministry
- Dmitry V. Kirichenko* — Cand. Techn. Sci.; Scientific Research Center, St. Petersburg, — Branch of 4th CSRI of RF Defence Ministry; E-mail: dvkey@rambler.ru

P. 30—35.

CONTROL OVER RELATIVE MOVEMENT OF SPACE VEHICLE FOR SUPERVISION OF ORBITAL OBJECTS BY PASSIVE MEANS

A method is proposed for control over relative movement of a space vehicle in a zone of direct visibility of an orbital object. The method makes use of angular co-ordinates of observed orbital object measured with passive on-board instruments. The proposed method is based on dual control principles and accounts for hindrance action.

Keywords: method of control, relative movement, supervising space vehicle, orbital object.

Data on authors

- Mikhail G. Kudinov* — Mozhaysky Military Space Academy, Department of Independent Control Systems, St. Petersburg; junior researcher; E-mail: kudinov.m@gmail.com
- Sergey B. Silantev* — Cand. Techn. Sci.; Mozhaysky Military Space Academy, Department of Independent Control Systems, St. Petersburg; E-mail: silantev2008@yandex.ru
- Andrey V. Stepovoy* — Cand. Techn. Sci.; A. E. Nudelman Construction Bureau of Fine Mechanical Engineering; Moscow; E-mail: kbtm2@tochmash.rmt.ru

P. 35—42.

CROSS-TALK PROBLEM IN DYNAMIC SYSTEMS OF THE “2D INPUT — OUTPUT” CLASS WITH DUPLICATE CHANNELS

The performance of a dynamic system of the “2D input – output” class with duplicate channels is shown to retain provided that argument of rotation matrix of cross-talk links does not exceed phase stability margin for a separate channel of the system. A method is proposed to increase the stability in scalar polynomial dynamic models.

Keywords: dynamic system, cross-talk links, rotation matrix, stability factor.

Data on authors

- Evgeny D. Likholetov* — Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: bsboris@gmail.com
- 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
- Artem Yu. Tsventarnyi* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: Taifyn@nm.ru

P. 43—49.

DERIVATION OF ATTAINABILITY DOMAIN FOR NONLINEAR CONTROLLABLE SYSTEM

The problem of attainability domain derivation for an aircraft is considered. A method is proposed to take into account perturbations of unknown statistical characteristics. The attainability domain is derived point by point on the base of a subsidiary conflict problem solved with the use of proposed iteration algorithm. A program is developed which realizes the method and demonstrates effectiveness of its application.

Keywords: attainability domain, conflict problem, stabilization system, optimal control.

Data on author

- Anastasia A. Sizova* — Baltic State Technical University “Voenmech” by the name D. F. Ustinov, Department of Control Processes; Leading Engineer; E-mail: yatsan28@yandex.ru

P. 50—55.

CALIBRATION OF STAPDOWN INERTIAL NAVIGATION SYSTEM

A method for estimation of calibration coefficients of an inertial navigation system is proposed. The method employs a mathematical model of system errors. Realization of the method calls for turning the system to specified fixed positions with the use of calibration table and subsequent evaluation of the calibration coefficients.

Keywords: navigation system, inertial navigation, calibration coefficient, error model.

Data on author

Stanislav G. Nikolaev — Cand. Techn. Sci.; Perm State Technical University, Department of Aircraft Measuring and Computing Complexes

P. 55—59.

NOISE CHARACTERISTICS FOR ANGULAR MOLECULAR-ELECTRONIC TRANSDUCERS

Bias instability of a new type of tiny molecular-electronic angular accelerometer is measured at a fixed temperature. Theoretical estimation of random deviation rate coefficient for a miniature molecular-electronic rate sensor is derived on the base of Allan variance technique. Comparison of self-noise level of the molecular-electronic rate sensor with noise characteristics for gyros of different types is performed.

Keywords: molecular-electronics, accelerometer, angular rate sensor, Allan variance.

Data on authors

- Dmitry L. Zaytsev* — Post-Graduate Student; Moscow Physical-Technical Institute (State University), Department of Ecologically Pure Energy Sources and Molecular Electronics; E-mail: Dmitry_Zaytsev@mail.ru
- Vadim M. Agafonov* — Cand. Phys.-Math. Sci.; Moscow Physical-Technical Institute (State University), Department of Ecologically Pure Energy Sources and Molecular Electronics; E-mail: agafonov@cme.ffke.mipt.ru
- Anna S. Shabalina* — Moscow Physical-Technical Institute (State University), Department of Ecologically Pure Energy Sources and Molecular Electronics; Junior Scientist; E-mail: anya@cme.ffke.mipt.ru

P. 60—66.

SIGNAL SIMULATION FOR LASER DOPPLER ANEMOMETER APPLIED TO PARTICLES SIZE AND VELOCITY MEASUREMENT IN TWO-PHASE FLOW

A method is developed for calculation of laser Doppler anemometer signal caused by light scattered at a particle of the size of the order of or larger than the sounding light beam cross-section. The method employs the concept of virtual receiver in the frames of geometric optics for a spherical particle. Formulae for evaluation of virtual receiver parameters for various order of scattering are presented. Effectiveness of the proposed approach is demonstrated by comparison of simulated signal with experimentally obtained one.

Keywords: two-phase flow, speed measurement, particle size, laser Doppler anemometer, time-of-flight anemometer, geometric optics.

Data on author

Nicolay V. Semidetnov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State Marine Technical University, Department of Ship Automation and Measurement; E-mail: n.semidetnov@ans.spb.ru

P. 66—69.

TESTING OF OPTIC-ELECTRONIC ONBOARD SPACE OBSERVING SYSTEMS

An original technological process of alignment, adjustment, and metrological attestation of a Russian-made spaceborne thermovision apparatus is presented.

Keywords: testing, observation system, collimator, ideal black body.

Data on authors

- Vsevolod D. Smirnov* — Dr. Techn. Sci., Professor; Scientific Research Institute of TV, St. Petersburg;
E-mail: niit@infos.ru
- Irina V. Knoros* — Post-Graduate Student; Scientific Research Institute of TV, St. Petersburg
- Svetlana E. Gersanova* — Post-Graduate Student; Scientific Research Institute of TV, St. Petersburg
- Aleksander E. Bendugovsky* — Cand. Techn. Sci.; Scientific Research Institute of TV, St. Petersburg

P. 70—75.

ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF CONSTRUCTION AND TECHNOLOGICAL FACTORS AFFECTING ACCURACY OF HYBRID-FILM MICRO THERMOSTAT

The problem of temperature field in thermostable substrate of a microcircuit chip is analyzed with the use of finite-difference methods. Results of digital modeling of 2D non-stationary temperature field with the account for actual heat exchange mechanisms for proportional temperature regulator of a hybrid-film micro thermostat.

Keywords: micro thermostat, thermostable substrate, regulation error.

Data on authors

- Valery P. Alekseev* — Cand. Techn. Sci.; Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Department of Design and Construction of Radioapparatus; Associate Professor;
E-mail: aav@scalpnet.ru
- Vadim M. Karaban* — Post-Graduate Student; Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Department of Design and Construction of Radioapparatus;
E-mail: karaban_vm@mail.ru

P. 75—81.

GRADIENT HEAT FLUX MEASUREMENT IN PHYSICAL AND INDUSTRIAL EXPERIMENTS

Application of bismuth-based gradient heat flux sensors in physical and industrial experiments. Novel gradient heat flux sensors of improved thermal endurance are designed and tested. Basic compositions used in the sensors and their characteristics are presented. Perspective employment of the sensors at temperatures of up to 1300 K is considered.

Keywords: heat flux, sensor, Seebeck effect, heat transfer investigation.

Data on author

- Andrey V. Mityakov* — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State Polytechnical University, Department of Thermodynamics and Heat Transfer; E-mail: mitiakov@mail.ru