

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

- Гришин М. В., Тропченко А. Ю., Ван Цзянь. Маркирование цифровых изображений путем спектральных преобразований..... 5
- Козырев В. А., Куменко А. Е., Рудых А. Г., Русанов В. А. Нелинейный регрессионно-тензорный анализ оптимальной установки электромагнитного источника излучения при несанкционированном сканировании его электромагнитного поля 10

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Петунин В. И. Синтез систем автоматического управления летательными аппаратами с автоматами ограничений предельных параметров 18
- Видин Б. В., Жаринов И. О., Жаринов О. О., Ульянова О. В. Особенности движения летательного аппарата в вертикальной плоскости в неравновесном режиме с учетом ограниченного ресурса управления..... 24

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

- Волобуев С. В., Зотов И. В., Николаев В. Н. Процедура распределенной параллельно-конвейерной барьерной синхронизации, инвариантная к способу размещения синхронизируемых процессов 29
- Бессмертный И. А. Применение реляционных операций для логического вывода в продукционных системах 34
- Титов А. В. Методика оценки надежности встроенных программных средств при редких отказах 38

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

- Емельянцеv Г. И., Лочехин А. В. Погрешности бескарданного гироскопа на электростатическом гироскопе и микромеханических датчиках 42
- Степанов О. А., Торопов А. Б. Использование последовательных методов Монте-Карло в задаче корреляционно-экстремальной навигации 49

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

- Янушковский А. Ю., Кривошейкин А. В. Точность определения параметров демодулятора в системах с квадратурной амплитудно-фазовой модуляцией..... 55
- Земляков В. Л. Методы и средства технической диагностики пьезокерамических элементов 61
- Порхун В. И. Устройство для импульсного фотолиза в спектрометрах ядерного магнитного резонанса 65

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- Андреев А. Л., Кортаев В. В.** Особенности расчета оптико-электронных систем позиционирования на основе готовых телевизионных модулей 69
- Торшина И. П.** Особенности компьютерного моделирования многодиапазонных оптико-электронных систем обнаружения 75
- Дилбазов Т. Г., Ягубзаде Н. Я., Гусейнова Е. А.** Оптическая система с высокой разрешающей способностью для малогабаритного спектрального прибора 80

ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ И НАДЕЖНОСТЬ ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

- Ходунков В. П.** Определение эффективной температуропроводности псевдооживленного слоя 84

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

- Ожиганов А. А., Чепурной А. И.** Метод разработки web-приложений на основе систем иерархических конечных автоматов 89
- Ермолаев В. С., Иночкин М. В., Пузык И. П., Хлопонин Л. В., Пузык М. В.** Сенсорный элемент люминесцентного кислородного датчика 90
- SUMMARY (*перевод Ю. И. Копилевича*) 93

CONTENTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

- Grishin M. V., Tropchenko A. Yu., Wang Jian.** Spectral Domain Marking of Digital Images.....5
- Kozyrev V. A., Kumenko A. E., Rudykh A. G., Rusanov V. A.** Nonlinear Tensor Regression Analysis of Optimal Positioning of Electromagnetic Source under Unauthorized Scanning of its Radiated Field..... 10

DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

- Petunin V. I.** Synthesis of Automatic Control System for Aircraft on the Base of Automatic Restriction of Limiting Parameters..... 18
- Vidin B. V., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Ulyanova O. V.** Peculiarities of Aircraft Movement in Vertical Plane in Nonequilibrium Regime with the Account for Limited Control Resources 24

COMPUTING TECHNIQUE

- Volobuev S. V., Zotov I. V., Nikolaev V. N.** Procedure of Distributed Parallel-Conveyer Barrier Synchronization Independent of Placement Pattern of Synchronized Processes . 29
- Bessmertnyi I. A.** Application of Relational Operations to Logical Deduction in Production Systems 34
- Titov A. V.** Method of Firmware Reliability Estimation at Infrequent Failures..... 38

GYROSCOPIC AND NAVIGATION SYSTEMS

- Emelyantsev G. I., Lochekhin A. V.** Errors of Cardan-Less Gyro-Horizon-Compass with Electrostatic Gyroscope and Micromechanical Sensors..... 42
- Stepanov O. A., Toropov A. B.** Successive Application of Monte-Carlo Method to Extreme Correlation Navigation Problem 49

ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

- Yanushkovsky A. Yu., Krivosheikin A. V.** Accuracy of Determination of Demodulator Parameters in Systems with Quadrature Gain-Phase Modulation..... 55
- Zemlyakov V. L.** Methods and Means for Technical Diagnostics of Piezoelectric Ceramic Elements 61
- Porkhun V. I.** Arrangement for Pulse Photolysis in Nuclear Magnetic Resonance Spectrometers 65

OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

- Andreev A. L., Korotaev V. V.** Peculiarities of Calculation of Optical-Electronic Positioning System on the Base of Standard Television Modules 69
- Torshina I. P.** Peculiarities of Computer Modeling of Multiband Optical-Electronic Detection Systems 75
- Dilbazov T. G., Yagubzade N. Ya., Guseinova E. A.** High-Resolution Optical System for Small Spectral Instrument 80

HEAT REGIMES AND RELIABILITY OF INSTRUMENTS AND SYSTEMS

Hodunkov V. P. Determination of Effective Thermal Conductivity of Fluidized Layer.....	84
BRIEF NOTES	76
Ozhiganov A. A., Chepurnoy A. I. Method of Web-Application Design on the Base of Hierarchical Systems of Finite State Machines	89
Ermolaev V. S., Inochkin M. V., Puzyk I. P., Khloponin L. V., Puzyk M. V. Sensing Element of Luminescent Oxygen Transducer	90
SUMMARY	93

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

М. В. Гришин, А. Ю. Тропченко, Ван Цзянь

МАРКИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПУТЕМ СПЕКТРАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Рассматриваются методы маркирования изображений цифровыми водяными знаками, например, с целью авторизации мультимедийной продукции. Предлагаемый метод маркирования основан на алгоритме Корви, но цифровой водяной знак помещается в спектральную область, тем самым обеспечивается его повышенная устойчивость при сжатии или при преобразовании маркированного изображения. Представлены количественные характеристики, подтверждающие эффективность данного метода в сравнении с известными методами.

Ключевые слова: цифровой водяной знак, маркирование, вейвлет.

В последнее время возникла необходимость разработки технологии защиты авторского права, в том числе защиты от копирования мультимедиаинформации. Одним из таких способов является цифровое маркирование данных. При этом необходимо создать алгоритмы, которые позволяли бы „подписывать“, или маркировать, мультимедийные данные без потери информации и качества воспроизведения, однако при этом в любой момент можно было бы определить, кому принадлежат авторские права на тот или иной мультимедийный продукт. Данные, скрыто встроенные в мультимедийные продукты, называют „цифровым водяным знаком“, ЦВЗ [1].

Задача встраивания и выделения ЦВЗ из мультимедийной информации решается с помощью стегосистемы, которая состоит из следующих основных элементов:

- прекодера — устройства, предназначенного для преобразования скрываемого сообщения к виду, удобному для встраивания в сигнал-контейнер;
- стегокодера — устройства, предназначенного для вложения ЦВЗ в мультимедийную информацию;
- стегодетектора — устройства, предназначенного для определения наличия стегосообщения;
- декодера — устройства, восстанавливающего скрытое сообщение.

Целью маркирования является возможность последующего определения:

- владельца объекта маркирования;
- изменений, произведенных над объектом маркирования;
- легальности прав на использование объекта маркирования.

В настоящей работе рассматриваются так называемые „прозрачные“ ЦВЗ, которые обладают следующими свойствами: устойчивостью, невидимостью, криптостойкостью, малой вероятностью ошибки, инвертируемостью, возможностью извлечения без сравнения с оригиналом, большим числом внедряемых битов, вычислительной эффективностью [2—7].

В общем виде проблема маркирования изображений рассматривается как проблема передачи сигнала малой мощности (ЦВЗ) в широкополосном сигнале (изображении), визуально не воспринимаемого и устойчивого к искажениям, которые могут появиться в процессе передачи информации.

Известно достаточно много методов добавления ЦВЗ [6—9]. В частотной области изображения ЦВЗ могут формироваться с использованием дискретно-косинусного преобразования, преобразования Фурье или вейвлет-преобразования (рис. 1).

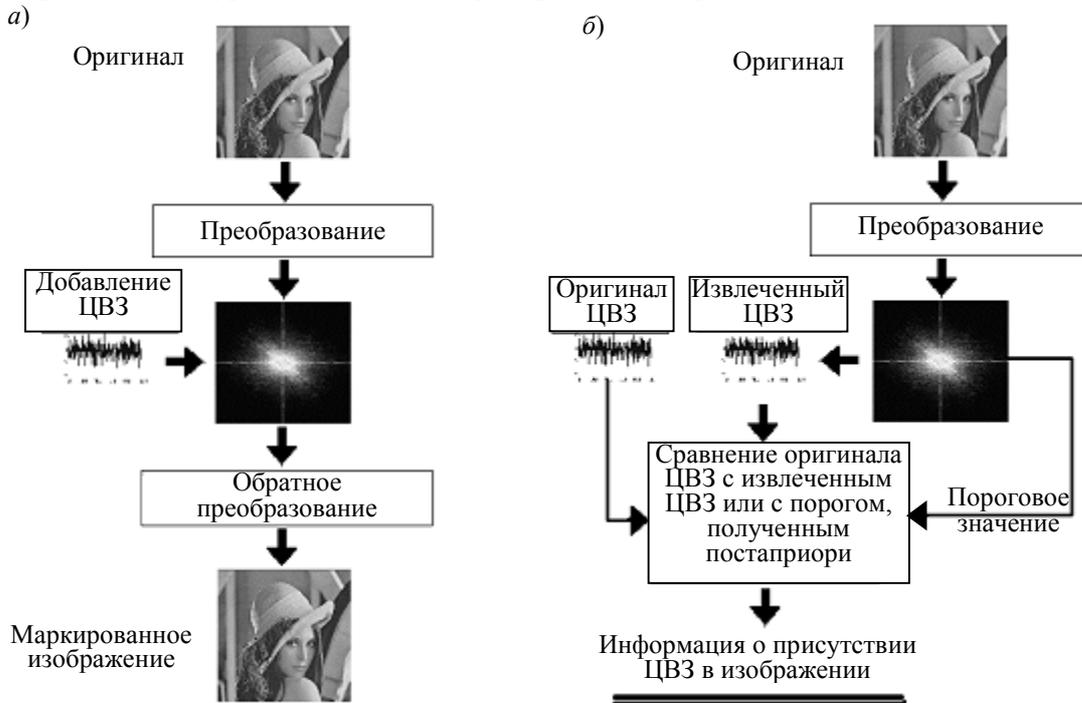


Рис. 1

Обычно водяной знак (W) можно представить как сигнал, который накладывается на изображение с помощью процедуры добавления:

$$W = \begin{cases} w(k), \\ w(k) \in U, \end{cases}$$

где $k \in W^d$, W^d определяет размерность водяного знака: $d = 1, 2, 3$ (как правило, $d = 1$ для аудиосигналов, 2 — для неподвижных изображений, 3 — для видеоданных).

ЦВЗ гораздо меньше самого изображения, поэтому он многократно добавляется в трансформированные области изображения. Наиболее информативная часть спектра ЦВЗ помещается в наиболее значимую для восприятия часть сигнала, что обеспечивает устойчивость ЦВЗ. Схема маркирования изображений на основе вейвлет-преобразования показана на рис. 1.

Процесс маркирования включает три стадии:

- 1) исходное изображение подвергается вейвлет-преобразованию 3-го уровня;
- 2) субполосы разделяются на непересекающиеся блоки и для каждого из них вычисляется „всплеск“ S , который представляет собой числовое значение восприимчивости каждого из блоков;
- 3) к изображению применяется обратное вейвлет-преобразование 3-го уровня для получения маркированного изображения.

Подобный алгоритм маркирования был предложен в работе [2]. Исходное изображение подвергается n -уровневому вейвлет-преобразованию для получения низкочастотной составляющей изображения. Именно в низкочастотную часть сигнала (LL-подуровень) и помещается цифровой водяной знак. Известен метод маркирования изображений в пространственной

области (метод Корви), основанный на перемешивании пикселей исходного изображения и пикселей ЦВЗ при распространении его на всю область исходного изображения [8].

В настоящей работе предлагается модифицированный метод маркирования цифровых изображений, основанный на применении алгоритма Корви не к пространственным, а к частотным компонентам изображения и ЦВЗ. Подобный алгоритм сводится к следующему.

1. Выполняется трехуровневое вейвлет-преобразование маркируемого изображения, при этом маркированию подлежит только низкочастотная, аппроксимирующая составляющая (LL-подуровень).

2. В качестве ЦВЗ выбирается черно-белый логотип, размер которого не должен превышать размеров аппроксимирующей составляющей вейвлет-преобразования.

3. Внедрение ЦВЗ выполняется следующим образом:

$$f'(x, y) = f_{\text{mean}} + [(f(x, y) - f_{\text{mean}}) + (1 + w(x, y)\alpha)],$$

где f_{mean} — среднее значение коэффициентов LL-подуровня; $f'(x, y)$ — маркированный коэффициент LL-подуровня с координатами (x, y) ; $f(x, y)$ — исходный коэффициент LL-подуровня с теми же координатами (x, y) ; $w(x, y)$ — отчет цифрового знака в позиции (x, y) ; α — коэффициент, определяющий кратность вложения ЦВЗ.

Предложенный метод маркирования показывает хорошую устойчивость к атакам различного типа. Хотя для выделения ЦВЗ требуется оригинал изображения, хранить его целиком нет необходимости — маркируется только аппроксимирующая составляющая вейвлет-преобразования, и для восстановления ЦВЗ потребуется оригинал только аппроксимирующей составляющей.

Для исследования устойчивости предложенного алгоритма маркирования были выполнены эксперименты по внедрению ЦВЗ в изображения и извлечению ЦВЗ из них после внесения различных искажений: сжатия по стандарту JPEG, зашумления, масштабирования. Критерием устойчивости являлся коэффициент взаимной корреляции между оригиналом ЦВЗ и извлеченным ЦВЗ. В процессе исследования маркировалось изображение типа „портрет“ размером 480×480 точек. Маркируемое изображение подвергалось трехуровневому преобразованию Хаара. В качестве ЦВЗ использовалось изображение кота размером 32×32 точки. Коэффициент α брался равным 20, что обеспечивало компромисс между невосприимчивостью ЦВЗ и его устойчивостью к атакам.

Результаты проведенных экспериментов представлены на рис. 2—4, где приняты следующие обозначения: 1 — алгоритм пространственного маркирования, 2 — алгоритм маркирования в частотной области, полученной ДКП, 3 — маркирование с использованием вейвлет-преобразования.

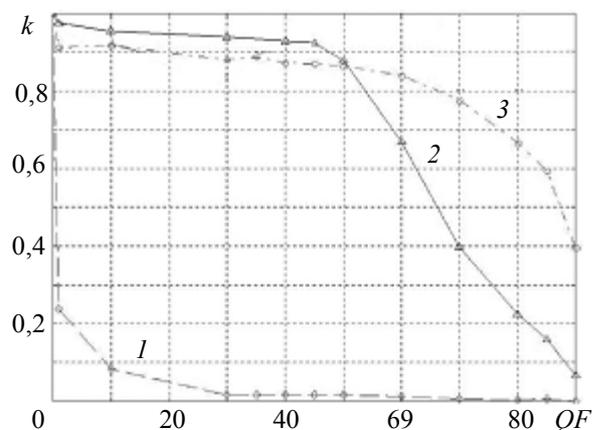


Рис. 2

На рис. 2 сравнивается качество извлечения ЦВЗ из маркированного изображения, сжатого JPEG-алгоритмом с различными значениями коэффициента сжатия QF (k — коэффициент корреляции).

Из рис. 2 видно, что метод, основанный на пространственном маркировании, не обладает устойчивостью к JPEG-сжатию. Уже при $QF > 1$, что соответствует практически нулевому уровню вносимых искажений, ЦВЗ становится сильно зашумленным и смазанным, а при увеличении коэффициента сжатия до значений, соответствующих $QF=5$, ЦВЗ перестает распознаваться. В случае использования частотных алгоритмов маркирования ЦВЗ извлекается достаточно хорошо даже при $QF=60$.

На рис. 3 сравнивается качество извлечения ЦВЗ из маркированного изображения, искаженного гауссовым шумом различного уровня (E).

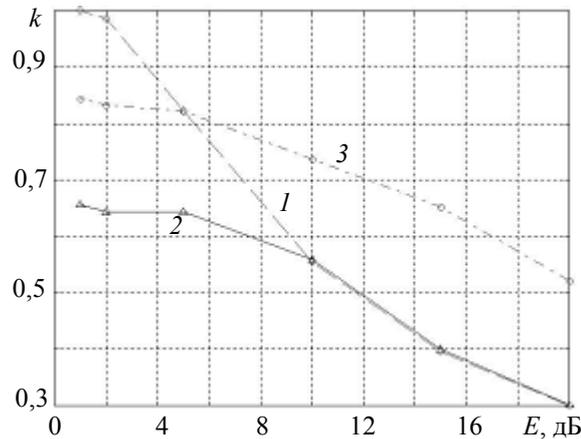


Рис. 3

Как следует из рис. 3, пространственный алгоритм маркирования также показывает неудовлетворительные результаты при извлечении ЦВЗ из зашумленного маркированного изображения. Алгоритм, основанный на ДКП, показывает удовлетворительные результаты при уровне шума до 6 дБ. Алгоритм маркирования, основанный на вейвлет-преобразовании, выдерживает уровень зашумления до 10 дБ. Отметим, что при уровне зашумления выше 15 дБ оригинал изображения уже теряет свою ценность.

На рис. 4 сравнивается качество извлечения ЦВЗ из масштабированного маркированного изображения (m — коэффициент масштабирования).

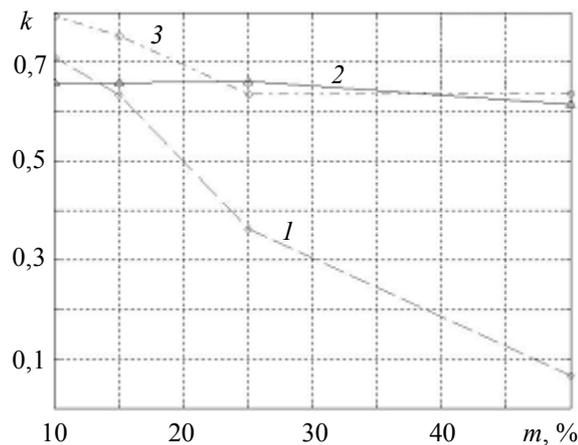


Рис. 4

Согласно рис. 4, как и ранее, алгоритм маркирования в пространственной области показывает худшие результаты (качество ЦВЗ уменьшается пропорционально коэффициенту масштабирования). Частотные алгоритмы показывают лучшие результаты извлечения. Можно заключить, что любое изменение масштаба одинаково изменяет качество извлекаемого логотипа для частотных алгоритмов.

Таким образом, на основе выполненных экспериментов можно заключить, что для цифровых изображений, подвергаемых сжатию, для защиты авторских прав наиболее подходят методы вейвлет-маркирования на основе предложенного модифицированного метода Корви.

Именно при использовании этого метода цифровая подпись помещается в значимую для восприятия часть преобразованного изображения, которую алгоритмы сжатия позволяют сохранить наиболее полно, кроме того, при восстановлении ЦВЗ требуется не оригинал изображения, а малая его часть. При использовании других алгоритмов маркирования ЦВЗ помещается в шумовые составляющие преобразованного изображения, которые при сжатии желательнее устранить. Это приводит к существенной потере информации о размещенном в них ЦВЗ, и даже при извлечении ЦВЗ на основе статистических алгоритмов возникают ошибки.

Таким образом, можно заключить, что алгоритмы маркирования, подобные модифицированному методу Корви, скрывающие ЦВЗ в значимой для восприятия части вейвлет-преобразования, обладают достаточной устойчивостью к методам цифровой обработки сигнала и могут быть адаптированы в сочетании с алгоритмами сжатия изображений [7].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Ruanaidh J. J., Dowling W. J., Boland F. M.* Watermarking digital images for copyright protection // *IEEE Vision, Signal and Image Proc.* 1996. Vol. 143, N 4. P. 250—256.
2. *Kobayashi.* Digital Watermarking: Historical Roots. IBM Research Reports, Tokyo Research Laboratories, 1997.
3. *Voyatzis G., Nikolaidis N., Pitas I.* Digital watermarking: an overview // 9th Europ. Signal Proc. Conf. Island of Rhodes, Greece, 1998. P. 9—12.
4. *Voloshynovskiy S., Pereira S., Iquise V., Pun T.* Attack Modelling: Towards a Second Generation Watermarking Benchmark. Preprint. University of Geneva, 2001. 58 p.
5. *Cox J., Miller M., McKellips A.* Watermarking as communications with side Information // *Proc. IEEE.* 1999. Vol. 87, № 7. P. 1127—1141.
6. *Bender W., Gruhl D., Morimoto N., and Lu A.* Techniques for data hiding // *IBM Systems J.* 1996. Vol. 35. P. 313—336.
7. *Taubman D., Ordentlich E., Weinberger M., Seroussi G.* Embedded block coding in JPEG 2000 // *Signal Proc. Image Communication.* 2002. N 17. P. 49—72.
8. *Ramkumar M.* Data Hiding in Multimedia — Theory and Applications. 1999.
9. *Hsu C.-T., Wu J.-L.* Hidden digital watermarks in images // *IEEE Transact. on Image Proc.* 1999. Vol. 8, N 1. P. 58—68.

Сведения об авторах

Михаил Викторович Гришин

— канд. техн. наук, доцент; Департамент эксплуатации „Макро-Регион“ МТС, Санкт-Петербург; E-mail: ckyznetsov@gmail.com

Александр Ювенальевич Тропченко

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

Ван Цзянь

— аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: wangjian119@sohu.com

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
01.03.10 г.

В. А. КОЗЫРЕВ, А. Е. КУМЕНКО, А. Г. РУДЫХ, В. А. РУСАНОВ

**НЕЛИНЕЙНЫЙ РЕГРЕССИОННО-ТЕНЗОРНЫЙ АНАЛИЗ
ОПТИМАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ
ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ
ПРИ НЕСАНКЦИОНИРОВАННОМ СКАНИРОВАНИИ
ЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ**

Предложена процедура оптимизации линейно-угловых координат электромагнитного источника излучения с позиции минимальной наблюдаемости интенсивности его электромагнитного поля в заданных точках трехмерного континуума (точках зондирования). Основа решения — представление ковариантными тензорами фиксированной валентности дистанционной интенсивности излучения в зависимости от пространственно-угловой ориентации его источника.

Ключевые слова: нелинейная регрессия, ковариантный тензор конечной валентности, задача квадратичной оптимизации.

Введение. Регрессионный анализ первоначально приобрел значительный теоретико-прикладной интерес в задачах определения оптимальных параметров линейных стационарных статических систем типа „вход—выход“; в большинстве случаев исследователи ограничивались применением этого анализа к конечномерным системам (см., например, [1, 2]). При этом задача регрессии формулировалась в терминах вычисления оптимальной (как правило, квадратичной) оценки этих параметров по методу наименьших квадратов с последующим применением [3] алгоритма построения соответствующей псевдообратной матрицы.

Способ представления регрессионного анализа в настоящей работе отличается от традиционного, поскольку авторы стремились выявить геометрическую, качественную сторону нелинейного регрессионного моделирования и его приложений. В соответствии с этим ниже приведен (в отличие от работы [2]) ряд понятий, которым ранее не уделялось должного внимания; поэтому пришлось представлять их достаточно подробно в рамках стандартных элементов тензорной алгебры [4] и функционального анализа [5]. Прикладной задачей в настоящей работе является определение (вычисление) линейно-угловых координат электромагнитного источника излучения (ЭИИ) в целях его минимальной „взвешенно-осредненной электромагнитной наблюдаемости“ в некоторых фиксированных точках возможной пеленгации сигнала ЭИИ. Такая постановка вопроса позволяет решать физическую задачу электронной защиты ПЭВМ от внешнего несанкционированного сканирования его побочных электромагнитных излучений и наводок (при этом в техническом плане проще всего решается задача перехвата информации, отображаемой на экране дисплея [1]).

Постановка задачи. Пусть R — поле вещественных чисел, R^n — n -мерное векторное пространство над R с евклидовой нормой $\|\cdot\|_R^n$, $\text{col}(y_1, \dots, y_n) \in R^n$ — вектор-столбец с элементами $y_1, \dots, y_n \in R$, $M_{n,m}(R)$ — пространство всех $(n \times m)$ -матриц с элементами из R и фробениусовой матричной нормой $\|D\|_F = (\sum d_{ij}^2)^{1/2}$, $D = [d_{ij}]$. Через T_m^k обозначим пространство всех ковариантных тензоров k -й валентности (вещественных полилинейных форм $f^{k,m}: R^m \times \dots \times R^m \rightarrow R$) с тензорной нормой $\|f^{k,m}\|_T = (\sum t_{i\dots j}^2)^{1/2}$, где $t_{i\dots j}$ — коэффициенты (координаты [4, с. 96]) тензора $f^{k,m}$, значения которых заданы относительно стандартного базиса в R^m .

Пусть $\omega \in R^m$ — некоторый фиксированный вектор линейно-угловых координат ЭИИ. Выделим к рассмотрению класс многомерных нелинейных систем „вход—выход“ [6], описываемых векторно-тензорным уравнением регрессии вида

$$w(\omega+v)=c+Av+\text{col}(\sum_{j=2,\dots,k}f_1^{j,m}(v,\dots,v),\dots,\sum_{j=2,\dots,k}f_n^{j,m}(v,\dots,v))+\varepsilon(\omega,v), \quad (1)$$

$w(\omega+v)\in R^n$, $v\in R^m$, $c\in R^n$, $A\in M_{n,m}(R)$, $f_i^{j,m}\in T_m^j$, вектор-функция $\varepsilon(\omega,v): R^m\rightarrow R^n$ класса $\|\varepsilon(\omega,v)\|_{R^n}=o((v_1^2+\dots+v_m^2)^{k/2})$, $v=\text{col}(v_1,\dots,v_m)$.

Пусть $\{b_i\}_{1\leq i\leq n}\subset R^3$ — совокупность точек возможного несанкционированного зондирования электромагнитного сигнала ЭИИ, $v\in R^m$ — вектор пространственно-угловой ориентации ЭИИ¹ (с началом в ω), $w(\omega+v)$ — вектор выходных сигналов ЭИИ (интенсивность электромагнитного поля ЭИИ в точках b_i , $1\leq i\leq n$).

Задача

1. Для заданного аргумента $\omega\in R^m$ вектор-функции $w(\cdot): \Omega\rightarrow R^n$ (интенсивность ЭИИ в точках b_i , $1\leq i\leq n$), $\Omega\subset R^m$ — открытая окрестность точки ω и фиксированного индекса k определить аналитические условия, при которых $w(\cdot)$ удовлетворяет системе (1) с некоторыми значениями c , A , $f_i^{j,m}$, $1\leq i\leq n$, $1\leq j\leq k$.

2. Построить векторно-матрично-тензорные апостериорные оценки для c , A , $f_i^{j,m}$, $1\leq i\leq n$, $1\leq j\leq k$ из решения двукритериальной задачи параметрической оптимизации (параметрическая идентификация нелинейной регрессионной модели (1)):

$$\left. \begin{aligned} & \min \left(\sum_{l=1}^q \left(\left\| w_{(l)} - c - Av_{(l)} - \text{col} \left(\sum_{j=2}^k f_1^{j,m}(v_{(l)}, \dots, v_{(l)}), \dots, \sum_{j=2}^k f_n^{j,m}(v_{(l)}, \dots, v_{(l)}) \right) \right\|_{R^n} \right)^2 \right)^{1/2} \\ & \min \left(\|c\|_{R^n}^2 + \|A\|_F^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=2}^k \|f_i^{j,m}\|_T^2 \right)^{1/2} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь $w_{(l)}\in R^n$, $v_{(l)}\in R^m$, $1\leq l\leq q$ — векторы экспериментальных данных ($w_{(l)}$ — „реакция“ на „вариацию“ $v_{(l)}$ относительно координат вектора $\omega\in R^m$), q — число экспериментов (ограничений на величину q не накладываем; см. примечание 1);

3. Для заданного вектора $\omega\in R^m$ определить линейно-угловые координаты ЭИИ $v^*\in R^m$, обеспечивающие из решения задачи нелинейной „ v -оптимизации“ минимальную взвешенно-осредненную интенсивность сигнала ЭИИ в точках b_i , $1\leq i\leq n$:

$$\min \{F(v): v\in R^m\}, \quad (3)$$

$$F(v):= \sum_{i=1}^n r_i w_i(\omega+v),$$

где координаты вектора $\text{col}(w_1(\omega+v), \dots, w_n(\omega+v))=w(\omega+v)\in R^n$ имеют аналитическое представление согласно идентифицированной в силу п. 2 задачи, r_i — весовые коэффициенты, отражающие „приоритет“ точек зондирования b_i , $1\leq i\leq n$.

Векторная регрессия с переменными в тензорных классах T_m^j , $j\leq k$. Кратко исследуем некоторые аналитические свойства нелинейных векторных регрессий многих переменных, которые „внешне“ похожи на поведение голоморфных функций (см. задачу). В связи с этим изложение будет основываться на понятии сильной производной (производной Фреше) [5, с. 481], что ставит задачу определения остальных аналитических понятий, и в частности дифференциалов высших порядков, через конструкции сильных производных. Известно [5, с. 491], что данные производные по существу можно (и удобно) трактовать как некоторые математические конструкции со специальной геометрической полилинейной структурой.

¹ Случай $v\in V\subset R^m$, где V — ограниченная невыпуклая область, может составить предмет отдельной задачи.

О п р е д е л е н и е 1 [5, с. 480]. Пусть Ω — открытая область в R^m , w — отображение множества Ω в R^n и ω — некоторая точка из Ω . Если существует такая матрица $A \in M_{n,m}(R)$, что имеет место соотношение

$$\lim_{v \rightarrow 0} \left\{ \frac{\|w(\omega+v) - w(\omega) - Av\|_{R^n}}{\|v\|_{R^m}} \in R^m \right\} = 0, \quad (4)$$

то данная матрица A называется производной Фреше от функции w в точке ω .

З а м е ч а н и е 1. Нетрудно установить, что производная Фреше определяется матрицей частных производных $\partial w_i / \partial v_j$ ($1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq m$) в точке ω (матрица Якоби); отметим, однако, что факт существования в точке ω частных производных функций w_1, w_2, \dots, w_n (здесь $w = \text{col}(w_1, \dots, w_n)$) не обеспечивает еще наличия производной Фреше, как показывает следующий достаточно простой пример:

П р и м е р 1. Пусть $n=1$, $m=2$, $w(v_1, v_2) = v_1 v_2 / (v_1^2 + v_2^2)^2$ и $w(0,0) = 0$, $\omega = (0,0)$. Ясно, что $\partial w(0,0) / \partial v_1 = \partial w(0,0) / \partial v_2 = 0$. Поэтому, если бы соответствующая производная Фреше существовала, то, очевидно, это дало бы ее нулевой оператор и, следовательно, из соотношения (4) вытекает следующее положение:

$$\lim_{t \rightarrow 0} \left\{ \frac{|w(tv_1, tv_2)|}{t} \in R, (v_1^2 + v_2^2)^{1/2} = 1 \right\} = 0,$$

между тем в действительности этот предел равен бесконечности, если только $v_1 \neq 0$ и $v_2 \neq 0$.

Производную Фреше от w в точке ω будем обозначать через $w(\omega)^{(1)}$. При этом если производная $w(\omega)^{(1)}$ существует для каждой точки $\omega \in \Omega$ и если кроме того

$$\omega \mapsto w(\omega)^{(1)}$$

есть непрерывное отображение из области Ω в $M_{n,m}(R)$, то отображение w называется непрерывно дифференцируемым в Ω . В силу отмеченного имеет смысл говорить о производной для отображения $w^{(1)}: \Omega \rightarrow M_{n,m}(R)$ в точке $\omega \in \Omega$, которую, если она существует (при очевидном изоморфизме пространств $M_{n,m}(R)$ и $R^{n \times m}$), называют второй производной отображения w и обозначают $w(\omega)^{(2)}$.

Если вторая производная существует в каждой точке множества Ω , то тем самым математически корректно определен оператор $w^{(2)}$, производная которого называется третьей производной отображения w . Производная $w(\omega)^{(k)}$ порядка k в точке ω есть, по определению, производная оператора $w^{(k-1)}: \Omega \rightarrow R^{n \times (k-1)m}$, при этом можно каждой производной $w(\omega)^{(k)}$ естественным образом поставить в соответствие элемент пространства k -линейных (при $k=2$ билинейных) отображений из $R^m \times \dots \times R^m$ в R^n [5, с. 488]. В такой постановке дифференциал k -го порядка допускает более удобную (и наглядную) интерпретацию в конструкциях ковариантных тензоров из T_m^k .

У т в е р ж д е н и е 1. Пусть Ω — открытая область в R^m , w — отображение множества Ω в R^n и ω — некоторая точка из Ω . Если существует производная $w(\omega)^{(k)}$ порядка k , то дифференциал k -го прядка в точке $\omega \in R^m$ имеет аналитическое представление (при $v \in R^m$) вида

$$w(\omega)^{(k)}(v, \dots, v) = \text{col}(f_1^{k,m}(v, \dots, v), \dots, f_n^{k,m}(v, \dots, v)),$$

где $f_i^{k,m} \in T_m^k$, $i=1, \dots, n$.

Установим важное аналитическое свойство, которым должна обладать вектор-функция w , с целью прояснения: когда отображение w удовлетворяет (при некоторых разумных дополнительных предположениях о нем) понятию нелинейной тензорной регрессии класса (1).

У т в е р ж д е н и е 2. Пусть Ω — открытая область в R^m , w — отображение множества Ω в R^n и ω — некоторая точка из Ω . Если существует производная $w(\omega)^{(k)}$, которая суть равномерно непрерывная функция от ω в Ω , то векторное отображение $w: \Omega \rightarrow R^n$ удовлетворяет системе (1) с некоторыми тензорами $f_i^{j,m}$, $1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq k$, вектором $c=w(\omega)$ и $(n \times m)$ -матрицей $A=w(\omega)^{(1)}$.

Утверждение 2 формулирует некоторый качественный факт для существования нелинейной регрессии класса (1), если не накладывать чрезмерно *слабых* требований (по образцу приведенных в примере 1) на конструкцию вектора-функции w .

Параметрическая идентификация билинейно-тензорной структуры нелинейной векторной регрессии. Начнем с уточнения конструкции уравнения (1); это уточнение имеет довольно специальный (частный) характер, но его использование позволяет не привлекать сложных вычислительных алгоритмов в оценке оптимального вектора координат установки ЭИИ.

Рассмотрим случай $k=2$. В такой постановке уравнение (1) примет вид

$$w(\omega+v) = c + Av + \text{col}(v^T B_1 v, \dots, v^T B_n v) + \varepsilon(\omega, v), \tag{5}$$

где $B_i \in M_{m,m}(R)$, $i=1, \dots, n$, T — операция транспонирования, при этом считаем, что каждая B_i — суть верхняя треугольная матрица [7, с. 38]; в силу утверждения 2 полагаем, что $c=w(\omega)$, $A=w(\omega)^{(1)}$.

Параметрическую идентификацию в многокритериальной векторно-матрично-тензорной постановке (2) для многосвязной стационарной статической нелинейной модели типа „черный ящик“ [6] в классе регрессий (5) свяжем с понятием *нормального псевдорешения* (канонического решения по методу наименьших квадратов) для конечномерной системы линейных алгебраических уравнений.

О п р е д е л е н и е 2 [7, с. 501]. *Нормальным псевдорешением системы линейных алгебраических уравнений вида*

$$Dx = d, D \in M_{q,p}(R), d \in R^q$$

называется вектор $x \in R^p$, имеющий наименьшую евклидову норму $\|x\|_{R^p}$ среди всех векторов, приносящих минимум величине нормы $\|Dx - d\|_{R^q}$.

Далее, обозначим через E_q единичную $(q \times q)$ -матрицу и пусть $D \in M_{q,p}(R)$. Через D^+ обозначим обобщенную обратную (псевдообратную) матрицу Мура—Пенроуза [7, с. 500] для матрицы D . Известно, что асимптотическая конструкция псевдообратной матрицы имеет следующий аналитический вид:

$$D^+ = \lim \{ D^T (DD^T + \tau E_q)^{-1} : \tau \rightarrow 0 \}.$$

Условимся, что везде далее знак „ $^{+}$ “ означает операцию псевдообращения соответствующей матрицы.

Л е м м а [7, с. 501]. *Вектор $x = D^+ d$ — суть нормальное псевдорешение линейной системы: $Dx = d, D \in M_{q,p}(R), d \in R^q$.*

Для взаимозависимости параметров системы (5) и данных генеральной выборки обозначим через $\hat{u}_{(l)} \in R^{1+m(m+3)/2}$ вектор, имеющий (с учетом верхней треугольной структуры матриц $B_i, i=1, \dots, n$) следующее координатное представление:

$$\begin{aligned} \hat{u}_{(l)} = \text{col}(1, v_{1(l)}, \dots, v_{m(l)}, v_{1(l)}v_{1(l)}, \dots, v_{r(l)}v_{s(l)}, \dots, v_{m(l)}v_{m(l)}) \in R^{1+m(m+3)/2}, \\ 1 \leq r \leq s \leq m, \\ \text{col}(v_{1(l)}, \dots, v_{m(l)}) = v_{(l)} \in R^m, \\ 1 \leq l \leq q. \end{aligned} \tag{6}$$

Назовем $U = [\hat{u}_{(1)}, \dots, \hat{u}_{(q)}]^T \in M_{q, 1+m(m+3)/2}(R)$ *полной матрицей* экспериментальных данных входных воздействий², $\beta_i = \text{col}(w_{i(1)}, \dots, w_{i(q)}) \in R^q$ — *полным вектором* экспериментальных данных для выходного сигнала w_i ($i=1, \dots, n$). Далее, стремясь к линейно-параметрическому описанию коэффициентов нелинейной модели „вход—выход“ для выходного ЭИИ-сигнала w_i выпишем (согласно системе (5)) линейно-квадратичную форму правой части уравнения его регрессии

$$c_i + \sum_{1 \leq j \leq m} a_{ij} v_j + \sum_{1 \leq g \leq p \leq m} b_{igp} v_g v_p, \quad i=1, \dots, n. \quad (7)$$

Теперь введем в рассмотрение $(1+m(m+3)/2)$ -вектор z_i параметров модели ЭИИ

$$c_i, a_{i1}, \dots, a_{im}, b_{i11}, \dots, b_{igp}, \dots, b_{imm}$$

для модели регрессии (7). Ясно, что в силу уравнений (7) любой фиксированный набор из n таких векторов полностью определяет (задает) аналитическое представление модели относительно некоторой системы „вход—выход“ типа (5):

$$z_i = \text{col}(c_i, a_{i1}, \dots, a_{im}, b_{i11}, \dots, b_{igp}, \dots, b_{imm}) \in R^{1+m(m+3)/2}, \quad 1 \leq g \leq p \leq m.$$

У т в е р ж д е н и е 3. *Параметрическая идентификация (2) в терминах регрессионной модели (5) имеет алгебраическое решение*

$$z_i^* = U^+ \beta_i, \quad i=1, \dots, n. \quad (8)$$

Здесь U — *полная матрица* экспериментальных данных входных воздействий (6), β_i — *полный вектор* экспериментальных данных выходного сигнала w_i ($i=1, \dots, n$), индуцированного воздействиями (6).

Д о к а з а т е л ь с т в о. Система (5) для каждого l -го эксперимента, согласно (6), (7), приобретает компактный вид

$$w_{i(l)} = \hat{u}_{(l)}^T z_i + \varepsilon_{i(l)}, \quad i=1, \dots, n.$$

Таким образом, если переформулировать оптимизационную задачу вида (2) в векторно-матричных терминах z_i, β_i, U , то приходим к следующей многокритериальной постановке относительно векторов $z_i, i=1, \dots, n$:

$$\left. \begin{array}{l} \min \|\beta_1 - Uz_1\|_{R^q}, \\ \min \|z_1\|_{R^{1+m(m+3)/2}}, \\ \dots \dots \dots \\ \min \|\beta_i - Uz_i\|_{R^q}, \\ \min \|z_i\|_{R^{1+m(m+3)/2}}, \\ \dots \dots \dots \\ \min \|\beta_n - Uz_n\|_{R^q}, \\ \min \|z_n\|_{R^{1+m(m+3)/2}}. \end{array} \right\}$$

Очевидно, что в силу леммы данная многокритериальная система имеет единственное нормальное псевдорешение (8) относительно переменных $z_i, i=1, \dots, n$.

С л е д с т в и е 1 [8, с. 263]. Пусть $z_i^* = U^+ \beta_i$ ($i=1, \dots, n$). Тогда каждый вектор z параметров регрессионной модели (5) (характеризующей интенсивность ЭИИ), такой, что имеет место $z \neq z_i^*$, удовлетворяет одному из следующих двух условий:

$$a) \|\beta_i - Uz\|_{R^q} > \|\beta_i - Uz_i^*\|_{R^q}$$

² Здесь „модель входных воздействий“ — некоторый набор тестовых координат ЭИИ при его „эталонном“ излучении. Точная зависимость модели (1) от координатной ориентации ЭИИ, как правило, неизвестна, и ее желательно представить приближенно в линейной или квадратичной аппроксимации, что выражено моделью (5), при этом аппроксимация (5) более обоснована для небольших отклонений аргумента v относительно координат ω .

или, в противном случае,

$$б) \|\beta_i - Uz\|_R^q = \|\beta_i - Uz_i^*\|_R^q \text{ и } \|z\|_R^{1+m(m+3)/2} > \|z_i^*\|_R^{1+m(m+3)/2}.$$

З а м е ч а н и е 2. Качественные оценки следствия 1 в основном зависят от „объема“ апостериорной информации (количества экспериментов q), а именно: если $q > 1+m(m+3)/2$, то, как правило, реализуется пункт а, если $q \leq 1+m(m+3)/2$ — весьма вероятно, что имеет место методологическая позиция б.

Далее приступим к многомерному геометрическому исследованию „минимаксных“ свойств решений нелинейной векторной регрессии (5); важной чертой полученных ниже аналитических результатов в решении оптимизационной задачи (3) является их явная алгебраическая зависимость от идентифицированных параметров билинейно-тензорной структуры системы (5).

Ориентация ЭИИ на базе билинейно-тензорной интерполяции его функциональной модели. Параметрическая идентификация функциональной модели ЭИИ класса (5), исследовавшаяся выше, является необходимым требованием при выборе вектора ориентации v . Однако вариантов подобной ориентации, очевидно, много, и необходимо выбрать среди них оптимальный с точки зрения некоторого формального критерия, характеризующего определенное „физико-техническое“ качество данной геометрической установки ЭИИ. Рассмотрим критерий оптимальности (3) (с приоритетным выбором коэффициентов r_i , $1 \leq i \leq n$, согласно, например, [9]) и обсудим для него алгоритмическую технику получения оптимальных координат v^* .

У т в е р ж д е н и е 4. Пусть $D_i = (B_i + B_i^T)$, где матрица B_i идентифицирована согласно билинейно-тензорной регрессионной модели (5). Тогда при варьировании координат вектора $v \in R^m$ показатель интенсивности ЭИИ (в точке b_i) вида

$$J_i(v) = w_i(\omega + v), \quad i=1, \dots, n$$

может в силу идентифицированных уравнений (5) иметь внутренний экстремум только в точке $v_i^* \in R^m$:

$$v_i^* = -D_i^{-1} A^T e_i, \tag{9}$$

где $\{e_1, \dots, e_n\}$ — стандартный базис в R^n .

Если $v^T D_i v$ — суть отрицательно определенная квадратичная форма, то функционал качества $J_i(v)$ имеет в точке v_i^* максимум, если $v^T D_i v$ — положительно определенная квадратичная форма, то $J_i(v)$ претерпевает в v_i^* минимум; в обоих случаях v_i^* — стационарная точка эллиптического типа.

Наконец, если $v^T D_i v$ может принимать как положительные, так и отрицательные значения (с $v^T D_i v \neq 0$ при $v \neq 0$), то экстремум отсутствует, а v_i^* — точка гиперболического типа (седловая).

Д о к а з а т е л ь с т в о. Для показателя качества $J_i(v)$ на множестве значений линейно-квадратичной модели (5) необходимое условие локального экстремума определяет следующее условие:

$$\text{col} \left(\frac{\partial (e_i^T A v + 2^{-1} v^T D_i v)}{\partial v_1}, \dots, \frac{\partial (e_i^T A v + 2^{-1} v^T D_i v)}{\partial v_n} \right) = 0 \in R^n$$

в пространстве R^m [5, с. 500] геометрические координаты (9) для стационарной точки v_i^* относительно функционала $J_i(v)$, в то время как знак второго дифференциала

$$d^2 J_i(v^*) = \sum_{1 \leq g \leq m} \sum_{1 \leq p \leq m} \partial^2 J_i(v) / \partial v_g \partial v_p \Big|_{v^*} v_g v_p$$

в точке размещения ЭИИ с координатами (9) определяет достаточные условия [5, с. 504] экстремума для стационарной точки v_i^* .

З а м е ч а н и е 3. Координаты стационарной точки (9) позволяют ответить на вопрос о значении функционала $J_i(v)$, когда данная точка является точкой относительно минимума или максимума.

С л е д с т в и е 2. Если матрица D_i является положительно (отрицательно) определенной, то минимальное (максимальное) значение $J_i(v^*)$ равно

$$c_i - e_i^T A D_i^{-1} A^T e_i / 2,$$

где c_i — i -я координата вектора $c \in R^n$ системы (5).

Каждый функционал $J_i(v)$, $i=1, \dots, n$, при соответствующем истолковании может быть обобщен на случай комплексного целевого функционала (3), который рассмотрим ниже. Таким образом, утверждение 4 и формула (9) позволяют за конечную последовательность простых действий вычислять геометрические координаты стационарной точки задачи оптимизации (3); данные координаты v определяют в терминах идентифицированных стационарных коэффициентов системы (5) геометрические параметры режима защиты функционирования ЭИИ.

У т в е р ж д е н и е 5. Пусть $D_i = (B_i + B_i^T)$, $i=1, \dots, n$. Тогда стационарная точка $v^* \in R^m$ задачи (3) (задача минимизации „взвешенно-осредненной“ интенсивности сигнала ЭИИ в комплексе точек зондирования $\{b_i\}_{1 \leq i \leq n}$) имеет вид

$$v^* = -(r_1 D_1 + \dots + r_n D_n)^{-1} A^T (r_1 e_1 + \dots + r_n e_n), \quad (10)$$

при этом достаточным условием, что решение v^* обеспечивает качество

$$\min \{F(v) : v \in R^m\},$$

является следующее: стационарная точка v^* имеет эллиптический тип, т.е.

$$\det [d_{ij}]_p > 0, \quad p=1, \dots, m, \quad (11)$$

где $[d_{ij}]_p \in M_{p,p}(R)$ — главные подматрицы [7, с. 30] матрицы

$$D = (r_1 D_1 + \dots + r_n D_n),$$

собственные числа λ_i матрицы D отвечают неравенствам

$$\lambda_i > 0, \quad i=1, \dots, m. \quad (12)$$

З а м е ч а н и е 4. Если алгебраические условия (11), (12) не выполняются, то критическая точка (10) является либо гиперболической (т.е. седловой), либо параболической, и следовательно, требуется дополнительный геометрический анализ „параметров-координат“ ЭИИ (10). Говоря более формально, наличие седловой точки гарантирует замена хотя бы в одном (но не во всех) отношении неравенства „>“ из (11), (12) на „<“, при этом аналогичная замена „>“ на „≥“, возможно, вызывает структуру параболической точки.

Изложенный подход методологически расширяет [10] стандартную процедуру планирования эксперимента [2]. При этом если расчетные (прогнозируемые) координаты стационарной точки (10) по каким-либо физико-техническим параметрам выходят за область адекватности идентифицированной модели (5), то необходимо провести дополнительный натурный эксперимент, т.е. осуществить замер (с вектором v , максимально близким к точке (10)) координат ЭИИ с внесением полученного результата в расширенную матрицу экспериментальных данных U . После этого необходимо сделать пересчет [3] всех вышеизложенных этапов процесса оптимизации координат ЭИИ. При необходимости подобный эксперимент, параметрическую идентификацию (5) и оптимизацию (3) необходимо повторить.

Заключение. В работе дано точное и удобное определение нелинейной векторной регрессии на языке тензорной алгебры, чтобы нелинейные регрессионные модели были компактны и удобны в обращении. При этом определена процедура построения нелинейной модели, описывающей взвешенно-осредненную интенсивность электромагнитного поля ПЭВМ в точках возможного несанкционированного приема его сигнала; получен алгоритм расчета оптимальных координат установки ПЭВМ.

Изложенные в статье идеи можно развить в нескольких направлениях теоретико-прикладных изысканий по совершенствованию предложенных выше алгоритмов оптимальной пространственно-угловой ориентации ЭИИ, а также расширению рамок адекватности

регрессионных уравнений дистанционной интенсивности ЭИИ за счет дополнительного исследования факторов ее нелинейности:

— на разработку процедуры выбора весовых коэффициентов r_i , $1 \leq i \leq n$, критерия (3), обеспечивающих эллиптический характер стационарной точки (10) целевого функционала $F(v)$ исходя из алгебраических условий (11), (12);

— на расширение, согласно утверждению 2, билинейно-тензорной формы уравнений регрессии (5) „тейлоровским разложением“ вектора-функции $v \rightarrow w(\omega+v)$ ковариантными тензорами ранга $k > 2$;

— на задачу оптимизации (3) в постановке невыпуклого нелинейного программирования, когда $k > 2$ и $v \in V \subset R^m$, где V — ограниченная, несвязная, невыпуклая область (возможно, с квазифрактальной границей [11]).

Работа поддержана программой фундаментальных исследований № 15 Отделения энергетики, машиностроения, механики и процессов управления РАН, грантом Президента РФ по государственной поддержке ведущих научных школ Российской Федерации (№ НШ-1676.2008.1).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жигунова Я. А., Носков С. И. Определение гармоник информативного сигнала монитора на основе методов регрессионного анализа // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2008. № 4. С. 89—90.
2. Бернштейн А. В., Кулешов А. П., Бурнаев Е. В. Об одной методологии построения аппроксимаций многомерных зависимостей // Докл. IV Междунар. конф. „Параллельные вычисления и задачи управления“ РАСО'2008. Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, 2008. С. 56—62.
3. Андриевский Б. Р., Фрадков А. Л. Элементы математического моделирования в программных средах MATLAB и SCILAB. СПб: Наука, 2001. 288 с.
4. Ван дер Варден Б. Л. Алгебра. М.: Наука, 1979. 624 с.
5. Колмогоров А. Н., Фомин С. В. Элементы теории функций и функционального анализа. М.: Наука, 1976. 544 с.
6. Месарович М., Такахара Я. Общая теория систем: математические основы. М.: Мир, 1978. 312 с.
7. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. М.: Мир, 1989. 656 с.
8. Ланкастер П. Теория матриц. М.: Наука, 1982. 268 с.
9. Макаров И. М., Виноградская Т. М., Рубчинский А. А., Соколов В. Б. Теория выбора и принятия решений. М.: Наука, 1982. 328 с.
10. Патент РФ № 2009612490. Регрессионно-тензорный анализ „РЕТАН“ / С. Н. Думнов, Д. Б. Лабаров, В. А. Козырев, А. Е. Куменко, А. Г. Рудых. 19.05.2009 г.
11. Потапов А. А. Фракталы и хаос как основа прорывных технологий в современных радиосистемах // Фракталы и хаос в динамических системах. М.: Техносфера, 2006. С. 374—457.

Сведения об авторах

- Владимир Александрович Козырев** — аспирант; Институт динамики систем и теории управления СО РАН, Иркутск
- Антон Евгеньевич Куменко** — канд. техн. наук, старший научный сотрудник НПО „ОРИОН“, Краснознаменск
- Алексей Геннадьевич Рудых** — аспирант; Иркутское высшее военное авиационное инженерное училище
- Вячеслав Анатольевич Русанов** — д-р физ.-мат. наук, главный научный сотрудник Института динамики систем и теории управления СО РАН, Иркутск;
E-mail: V.Rusanov@mail.ru

Рекомендована институтом

Поступила в редакцию
29.10.09 г.

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 629.73

В. И. ПЕТУНИН

СИНТЕЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ С АВТОМАТАМИ ОГРАНИЧЕНИЙ ПРЕДЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Рассматривается задача ограничения параметров движения летательного аппарата. Показано, что эффективным средством построения систем автоматического управления с автоматами ограничений является селектор каналов управления. Рассмотрены вопросы синтеза таких систем. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: ограничения параметров, селектор каналов, система автоматического управления, синтез, модель.

Введение. При проектировании системы автоматического управления (САУ) летательного аппарата (ЛА) необходимо учитывать допустимые пределы изменения его параметров движения. Эти параметры и пределы их изменения определяются эксплуатационными и аэродинамическими особенностями ЛА, а также характером выполняемой задачи.

К аэродинамическим и прочностным ограничениям относятся [1]: коэффициент подъемной силы c_y , и угол атаки α , которые определяют возможность выхода самолета на режимы сваливания и тряски; нормальная и боковая составляющие перегрузки; угол тангажа ϑ ; угол крена γ ; скорость полета V , определяющаяся, с одной стороны, максимально допустимым скоростным напором (прочность самолета и возможность возникновения флаттера) и, с другой — возможностью выхода самолета на режимы сваливания. Одним из наиболее важных является ограничение угла атаки.

Интенсивное вращение по крену ($\omega_x \neq 0$) приводит, вследствие аэроинерционного взаимодействия продольного и бокового движения, к уменьшению степени устойчивости самолета на малых и умеренных углах атаки. При достаточно больших, так называемых критических, угловых скоростях крена устойчивость теряется и происходит резкое изменение углов атаки и скольжения, возникает большая амплитуда перегрузки, действующая на самолет, и нарастает сама угловая скорость ω_x . Такая форма движения называется аэроинерционным вращением и характерна для скоростных самолетов [2].

Для предотвращения выхода ЛА на аэроинерционное самовращение в полете ограничивают допустимые угловые скорости $\omega_{хд}$.

Задача синтеза автоматов ограничений. Многочисленные ограничения, накладываемые на параметры полета ЛА, вызывают появление в фазовом пространстве областей допус-

тимых G_d и недопустимых состояний G_n (последняя является внешней по отношению к области G_d). Если ЛА по тем или иным причинам вошел в состояние, при котором изображающая точка приблизилась к области недопустимых состояний G_n , то необходимо принять меры по возвращению в область G_d . Функцию возвращения ЛА из области G_n в область G_d выполняют автоматы ограничений.

Задача синтеза автоматов ограничений отдельных параметров ЛА, или алгоритмов безопасности, согласно А. А. Красовскому, может ставиться как задача оптимального управления, задача аналитического конструирования. В работе [3] рассмотрена задача синтеза автоматов ограничений по критерию обобщенной работы. Аддитивное управление объектом при этом может быть представлено следующим образом:

$$u = u_{\text{опт}} + u_0,$$

где управление $u_{\text{опт}}$ назначается на основе обычных требований оптимизации переходных процессов внутри области ограничений; ограничивающее управление u_0 реализуется автоматом ограничений.

Оптимальное ограничивающее управление в данном случае заведомо является релейным [3, рис. 3.8] и приводит к скользящему режиму.

Суммирование выходных сигналов нескольких каналов управления объектом с одним управляющим воздействием приводит к потере статической точности САУ [4].

САУ с селекторами каналов. Для построения САУ с автоматами ограничений параметров ЛА можно использовать логические устройства, реализующие алгоритмы алгебраического селектирования каналов. Обычно применяется принцип, согласно которому с помощью алгебраических селекторов (АС) регулируется параметр многомерного объекта управления, наиболее приблизившийся к величине, определяемой программой управления [4].

Структурная схема САУ ЛА, включающей в себя автопилот (АП), автомат ограничения (АО), сервопривод (СП), датчики (Д1 и Д2), приведена на рис. 1. Здесь переменная Y_1 определяет изменение ограничиваемого параметра, а переменная Y_2 — заданное изменение основного параметра ЛА, Y_{10} и Y_{23} — заданные значения этих параметров.

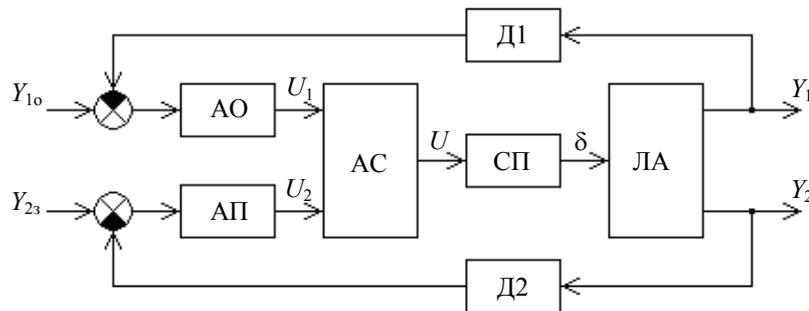


Рис. 1

Для того чтобы значения регулируемых параметров не превысили максимально допустимых (ограничение сверху), селектор минимальных сигналов управления должен пропустить на управление сигнал, соответствующий получению минимальной величины управляющего сигнала (происходит селектирование по минимуму).

Если ограничивают минимальные значения параметров (ограничение снизу), то предпочтение отдается регулятору параметра, для поддержания которого требуется наибольший управляющий сигнал, т.е. осуществляется селектирование по максимуму. В этом случае используют селектор максимальных сигналов управления.

Такая классификация алгебраических селекторов [4] правомерна, если коэффициент передачи объекта управления больше нуля. Если же коэффициент передачи объекта управления

меньше нуля — логика алгебраического селектора должна быть противоположной. Как известно, в уравнения и передаточные функции ЛА по различным параметрам входит знак „минус“ при изменении углов отклонения соответствующих рулей [5]. Поэтому в рассматриваемой САУ ЛА должен использоваться алгебраический селектор максимального сигнала.

Важным информативным параметром для АС, и следовательно для САУ, является разность его входных сигналов $\varepsilon = U_1 - U_2$, знак которой говорит о включении того или иного канала, а величина — о близости к моменту переключения каналов [4].

Выражение, описывающее работу АС входных сигналов, преобразуется с использованием операции выделения модуля M следующим образом:

$$U = \begin{cases} U_1 & \text{при } \mu U_1 > \mu U_2 \\ U_2 & \text{при } \mu U_1 \leq \mu U_2 \end{cases} = \begin{cases} U_1 & \text{при } \mu \varepsilon > 0 \\ U_2 & \text{при } \mu \varepsilon \leq 0 \end{cases} = \frac{1}{2}(U_1 + U_2 + \mu|\varepsilon|),$$

где $\mu = 1$ для селектора максимального сигнала; $\mu = -1$ для селектора минимального сигнала. На рис. 2 приведена эквивалентная нелинейная структура АС: *a* — структурная схема селектора; *b* — нелинейность типа „модуль“.

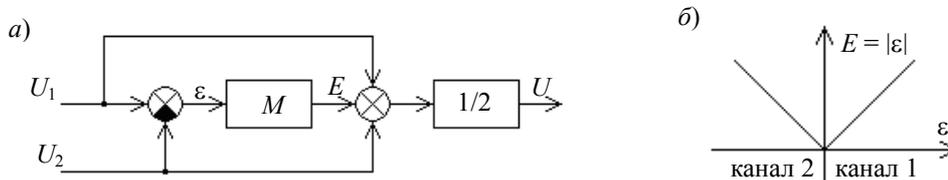


Рис. 2

Селекторы обеспечивают для всех условий управляющее воздействие только одного из нескольких каналов управления, включаемых в работу в зависимости от режима функционирования объекта управления. При этом каждый из каналов управления работает автономно, и его параметры обычно выбираются без учета взаимодействия с другими каналами. Это позволяет сохранить статическую точность и запасы устойчивости, свойственные отдельным каналам управления. Следовательно, алгебраический селектор обеспечивает плавное переключение с одного канала на другой, например, с автопилота на автомат ограничения и обратно на автопилот.

САУ с селекторами каналов также широко используются при управлении газотурбинными двигателями [4].

Синтез законов управления. Аналитический синтез передаточных чисел автопилота и автомата ограничения с учетом заданного качества САУ удобно производить с помощью метода стандартных переходных характеристик [6].

Если передаточная функция замкнутой САУ $\Phi(s)$ не содержит нули, то ее следует приблизить к стандартной передаточной функции вида

$$\Phi^*(s) = \frac{\omega^n}{s^n + A_{n-1}\omega s^{n-1} + \dots + A_1\omega^{n-1}s + \omega^n},$$

где A_i — заданные коэффициенты; ω — собственная частота системы; n — ее порядок.

Если передаточная функция САУ имеет нули, то оптимальный переходный процесс будет обеспечен при условии равенства двух передаточных функций $\Phi(s)$ и $\Phi^*(s)$ вида

$$\Phi(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0} \quad (a_0 = b_0); \quad (1)$$

$$\Phi^*(s) = \frac{\omega^k}{s^k + C_{k-1}\omega s^{k-1} + \dots + C_1\omega^{k-1}s + \omega^k}. \quad (2)$$

Здесь $\Phi(s)$ — передаточная функция рассматриваемой САУ; $\Phi^*(s)$ — передаточная функция САУ с известным качеством переходного процесса; $k = n - m$.

При $\Phi(s) = \Phi^*(s)$ получаем

$$(b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0)(s^k + C_{k-1} \omega s^{k-1} + \dots + C_1 \omega^{k-1} s + \omega^k) = \omega^k (a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0). \quad (3)$$

Равенство (3) может быть достигнуто за счет соответствующего подбора величин b_i и a_i передаточной функции (1) путем изменения передаточных чисел закона управления. При этом рассчитываемая система будет иметь заданные динамические свойства.

Синтез САУ углом крена с автоматом ограничения угловой скорости крена. Передаточная функция самолета по углу крена γ при управлении элеронами δ_3 [5]:

$$H_{\gamma\delta_3}(s) = \frac{\gamma(s)}{\delta_3(s)} = \frac{-n_3}{(s + n_{22})s},$$

где n_3 и n_{22} — безразмерные коэффициенты.

Закон управления астатического автопилота угла крена со скоростной обратной связью можно представить следующим образом:

$$s\delta_3 = k_\gamma(\gamma - \gamma_3) + k_{\dot{\gamma}}s\gamma + k_{\ddot{\gamma}}s^2\gamma,$$

где $k_\gamma, k_{\dot{\gamma}}, k_{\ddot{\gamma}}$ — передаточные числа автопилота; γ_3 — заданный угол крена.

Синтез астатического автопилота угла крена со скоростной обратной связью рассмотрен в работе [5].

Передаточная функция самолета по угловой скорости крена ω_x при управлении элеронами δ_3 :

$$H_{\gamma\delta_3}(s) = \frac{\omega_x(s)}{\delta_3(s)} = \frac{-n_3}{s + n_{22}}.$$

Представим закон управления автомата ограничения угловой скорости крена:

$$s\delta_3 = k_\omega(\omega_x - \omega_{x0}) + k_{\dot{\omega}}s\omega_x,$$

где $k_\omega, k_{\dot{\omega}}$ — передаточные числа автомата ограничения.

Передаточная функция замкнутой системы по угловой скорости крена следующая:

$$\Phi_\omega(s) = \frac{k_\omega n_3}{s^2 + (n_{22} + k_{\dot{\omega}} n_3)s + k_\omega n_3}.$$

Желаемая передаточная функция замкнутой системы по угловой скорости крена:

$$\Phi_\omega^*(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + A_1 \omega s + \omega^2}.$$

Тогда передаточные числа автомата ограничения:

$$k_\omega = \frac{\omega^2}{n_3}; \quad k_{\dot{\omega}} = \frac{A_1 \omega - n_{22}}{n_3}.$$

Схема моделирования рассмотренной САУ угловым движением самолета с автоматом ограничения угловой скорости крена, построенная с использованием пакета Simulink системы Matlab, приведена на рис. 3, а; на рис. 3, б представлены переходные процессы, полученные для относительного времени \bar{t} . Реальное время $t = \tau_a \bar{t}$. В качестве исходных параметров самолета, согласно [5], взяты следующие значения: $n_3 = 30,7$; $n_{22} = 6,7$; аэродинамическая постоянная времени — $\tau_a = 2,5$ с. Для реализации монотонных процессов в отдельных каналах при $A_{1\omega} = 2$ и $\omega = 7,96$ в результате синтеза получены следующие безразмерные передаточные

числа: $k_\gamma = 16,422$; $k_{\dot{\gamma}} = 6,19$; $k_{\ddot{\gamma}} = 0,56$; $k_{\omega} = 2,063$; $k_{\dot{\omega}} = 0,3$. Задающие воздействия каналов: $\gamma_3 = 1$; $\omega_{x0} = 0,5$.

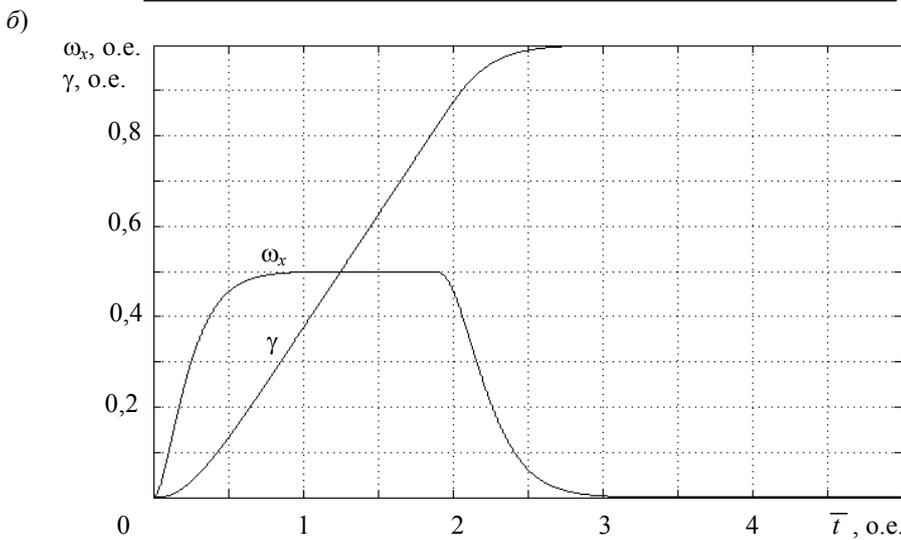
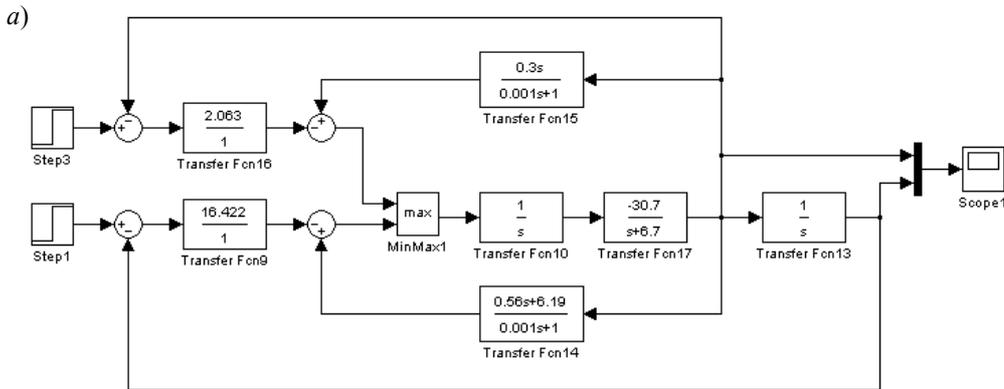


Рис. 3

Синтез САУ углом тангажа с автоматом ограничения угла атаки. Представим передаточную функцию самолета по углу тангажа ϑ при управлении рулем высоты δ_B [5]:

$$H_{\vartheta\delta_B}(s) = \frac{\vartheta(s)}{\delta_B(s)} = \frac{-n_B(s+n_{22})}{(s^2 + 2d_0\omega_0s + \omega_0^2)s},$$

где собственная частота ω_0 , коэффициент затухания d_0 .

Представим закон управления астатического автопилота угла тангажа со скоростной обратной связью:

$$s\delta_B = k_\vartheta(\vartheta - \vartheta_3) + \frac{1}{s+n_{22}}(k_{\dot{\vartheta}} + sk_{\ddot{\vartheta}} + s^2k_{\ddot{\vartheta}})s\vartheta,$$

где $k_\vartheta, k_{\dot{\vartheta}}, k_{\ddot{\vartheta}}$ — передаточные числа автопилота.

Синтез астатического автопилота угла тангажа со скоростной обратной связью подробно рассмотрен в работе [6].

Передаточная функция самолета по углу атаки α при управлении рулем высоты δ_B [5]:

$$H_{\alpha\delta_B}(s) = \frac{\alpha(s)}{\delta_B(s)} = \frac{-n_B}{s^2 + 2d_0\omega_0s + \omega_0^2},$$

закон управления автомата ограничения угла атаки

$$s\delta_B = k_\alpha(\alpha - \alpha_0) + k_{\dot{\alpha}}s\alpha + k_{\ddot{\alpha}}s^2\alpha,$$

где $k_\alpha, k_{\dot{\alpha}}, k_{\ddot{\alpha}}$ — передаточные числа автомата ограничения.

Передаточная функция замкнутой системы по углу атаки:

$$\Phi_\alpha(s) = \frac{k_\alpha n_B}{s^3 + (2d_0\omega_0 + n_B k_{\ddot{\alpha}})s^2 + (\omega_0^2 + n_B k_{\dot{\alpha}})s + k_\alpha n_B},$$

желаемая передаточная функция замкнутой системы по углу атаки:

$$\Phi_\alpha^*(s) = \frac{\omega^3}{s^3 + A_2\omega s^2 + A_1\omega^2 s + \omega^3},$$

тогда передаточные числа автомата ограничения:

$$k_\alpha = \frac{\omega^3}{n_B}; \quad k_{\dot{\alpha}} = \frac{A_1\omega^2 - \omega_0^2}{n_B}; \quad k_{\ddot{\alpha}} = \frac{A_2\omega - 2d_0\omega_0}{n_B}.$$

Схема моделирования рассмотренной САУ угловым движением самолета, построенная с использованием пакета Simulink системы Matlab, приведена на рис. 4, а. При этом в качестве исходных параметров самолета, согласно [5], взяты следующие значения: $n_B = 49$; $2d_0\omega_0 = 5,25$; $\omega_0^2 = 43,88$; $\tau_a = 2,5$ с. Для реализации монотонных процессов в отдельных каналах при $A_{1\alpha} = A_{2\alpha} = 3$ и $\omega = 7,96$ в результате синтеза получены следующие безразмерные передаточные числа: $k_v = 10,288$; $k_{\dot{v}} = 9,307$; $k_{\ddot{v}} = 4,152$; $k_{\ddot{v}} = 0,429$; $k_\alpha = 10,289$; $k_{\dot{\alpha}} = 2,98$; $k_{\ddot{\alpha}} = 0,38$. Задающие воздействия каналов: $\vartheta_3 = 1$; $\alpha_0 = 0,2$.

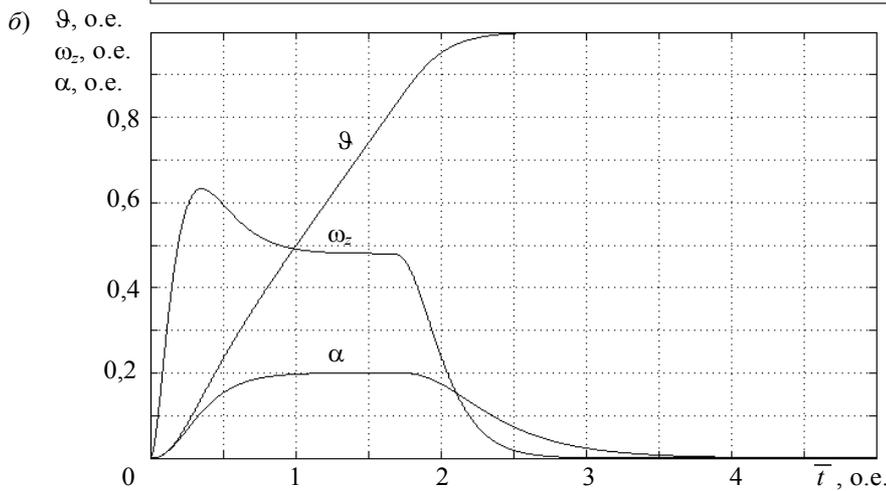
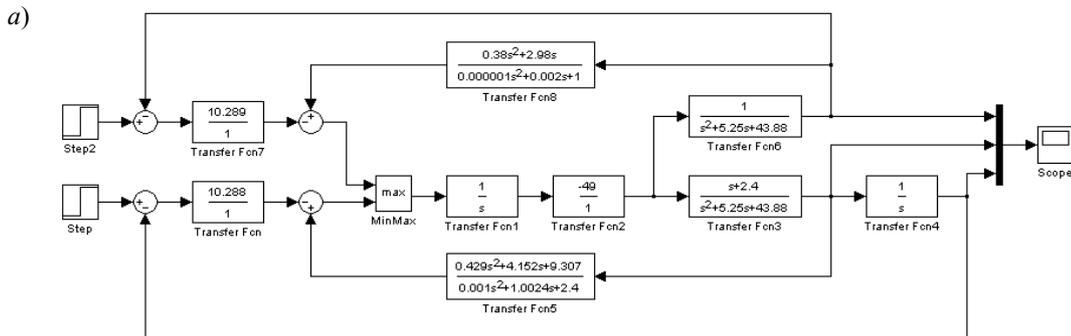


Рис. 4

Результаты моделирования переходных процессов по ограничиваемым координатам (см. рис. 3, б и рис. 4, б) показывают необходимую точность ограничения предельных параметров $\omega \leq \omega_{x_0} = 0,5$, $\alpha \leq \alpha_0 = 0,2$ и хорошее качество управления на режимах переключения.

Заключение. Эффективным средством построения САУ с автоматами ограничений предельных параметров ЛА является селектор каналов управления. Рассмотрена задача синтеза САУ с автоматами ограничений как задача приближения передаточных функций отдельных каналов к желаемым передаточным функциям. Показано, что включение автомата ограничения в САУ ЛА с помощью алгебраического селектора позволяет обеспечить необходимую точность ограничения и плавные переходные процессы при переключении каналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Михалев И. А., Окоемов Б. Н., Чикулаев М. С. Системы автоматического управления самолетом. М.: Машиностроение, 1987. 240 с.
2. Аэромеханика самолета: Динамика полета / Под ред. А. Ф. Бочкарева и В. В. Андриевского. М.: Машиностроение, 1985. 360 с.
3. Красовский А. А., Буков В. Н., Шендрик В. С. Универсальные алгоритмы оптимального управления непрерывными процессами. М.: Наука, 1977. 272 с.
4. Петунин В. И. Принципы построения логико-динамических систем автоматического управления газотурбинными двигателями // Вестн. УГАТУ. 2003. Т. 4, № 1. С. 78—87.
5. Боднер В. А. Системы управления летательными аппаратами. М.: Машиностроение, 1973. 506 с.
6. Петунин В. И. Синтез законов управления канала тангажа автопилота // Вестн. УГАТУ. Сер. „Управление, вычислительная техника и информатика“. 2007. Т. 9, № 2 (20). С. 25—31.

Сведения об авторе

Валерий Иванович Петунин

— канд. техн. наук, доцент; Уфимский государственный авиационный технический университет, кафедра авиационного приборостроения;
E-mail: petunin_vi@mail.ru

Рекомендована кафедрой
авиационного приборостроения

Поступила в редакцию
29.01.10 г.

УДК 681.5.01

Б. В. ВИДИН, И. О. ЖАРИНОВ, О. О. ЖАРИНОВ, О. В. УЛЬЯНОВА ОСОБЕННОСТИ ДВИЖЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПЛОСКОСТИ В НЕРАВНОВЕСНОМ РЕЖИМЕ С УЧЕТОМ ОГРАНИЧЕННОГО РЕСУРСА УПРАВЛЕНИЯ

Исследуется нелинейная система дифференциальных уравнений, описывающая движение центра масс летательного аппарата в вертикальной плоскости при прямолинейной траектории. Получены оценки скорости и дальности в зависимости от ограничений на управление.

Ключевые слова: динамика летательного аппарата, ресурс управления, ограничения.

Введение. Движение центра масс летательного аппарата в скоростной системе координат в вертикальной плоскости, на прямолинейном участке траектории после выбора направления, описывается следующей системой соотношений [1]:

$$\left. \begin{aligned} m \frac{dV}{dt} &= P \cos \alpha - C_x \frac{\rho V^2}{2} S - mg \sin \theta, \\ \frac{d\theta}{dt} &= 0, \\ \frac{dh}{dt} &= V \sin \theta, \\ \frac{dx}{dt} &= V \cos \theta, \\ \frac{dm}{dt} &= -q, \quad q > 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь m — масса летательного аппарата; \mathbf{V} — вектор скорости; θ — угол наклона траектории, $\theta = \text{const}$; α — угол атаки, $\alpha = \text{const}$; h — высота полета; x — дальность полета; q — мгновенный расход массы топлива (в секунду); P — тяга двигателя, $P \leq K$, K — ресурс управления (величина, ограничивающая тягу двигателя), S — площадь крыльев, $\rho(h)$ — плотность атмосферы, зависящая от высоты полета, $\rho(h) = C \exp(-h/R)$, R — радиус Земли, C_x — коэффициент лобового сопротивления, при этом

$$\frac{dC_x}{d\alpha} > 0.$$

В качестве управляющей функции выбирается тяга двигателя: необходимо найти значение $P(t)$ такое, чтобы решение системы (1) удовлетворяло

— начальным условиям, $t = t_0$:

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_0, \quad h = h_0, \quad x = x_0, \quad m = m_0, \quad P = P_0; \quad (2)$$

— конечным $t = t'$:

$$h = h_k, \quad x = x_k, \quad m = m_k.$$

Предлагаемый подход к решению. Совокупность функций $\mathbf{V}(t)$, $h(t)$, $x(t)$, $m(t)$, $P(t)$ будем называть решением задачи (1)—(2).

Разделив все уравнения системы (1) на $\frac{dx}{dt} = V \cos \theta$, приходим к системе

$$\left. \begin{aligned} \frac{dV}{dx} &= \frac{1}{mV \cos \theta} \left(P \cos \alpha - C_x \frac{\rho V^2}{2} S - mg \sin \theta \right), \\ \frac{dh}{dx} &= \text{tg} \theta, \\ \frac{dt}{dx} &= \frac{1}{V \cos \theta}, \\ \frac{dm}{dx} &= \frac{-q}{V \cos \theta}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Требуется найти значение $P(t)$ такое, чтобы решение системы (3) удовлетворяло

— начальным условиям, $x = x_0$:

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_0, \quad h = h_0, \quad m = m_0, \quad P = P_0; \quad (4)$$

— конечным $x = x_k$: $h = h_k$, $m = m_k$.

Совокупность функций $V(x)$, $h(x)$, $m(x)$, $P(x)$ будем называть решением задачи (3)—(4).

Поскольку в соответствии с исходными данными $\theta = \text{const}$, необходимо найти функцию $h(x)$:

$$h(x) = \text{tg}\theta \int_{x_0}^{x_k} dx.$$

Продифференцируем обе части первого уравнения системы (3):

$$\frac{dV}{dx} = \frac{1}{mV \cos\theta} \left(P \cos\alpha - C_x \frac{\rho V^2}{2} S - mg \sin\theta \right) = f(V, h, m, P),$$

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{df}{dV} \frac{dV}{dx} + \frac{df}{dh} \frac{dh}{dx} + \frac{df}{dm} \frac{dm}{dx} + \frac{df}{dP} \frac{dP}{dx},$$

откуда получим производную тяги по дальности

$$\frac{dP}{dx} = \frac{\frac{d^2V}{dx^2} - \frac{df}{dV} \frac{dV}{dx} - \frac{df}{dh} \frac{dh}{dx} - \frac{df}{dm} \frac{dm}{dx}}{\frac{df}{dP}},$$

где

$$\frac{df}{dV} = \frac{1}{\cos\theta} \left(-\frac{P \cos\alpha}{V^2 m} - \frac{C_x \rho S}{2m} + \frac{g \sin\theta}{V^2} \right),$$

$$\frac{df}{dh} = -\frac{C_x \rho V S}{2m \cos\theta} \frac{C}{R} \exp(-h/R),$$

$$\frac{df}{dm} = \frac{1}{m^2 \cos\theta} \left(-\frac{P \cos\alpha}{V} + \frac{C_x \rho V S}{2} \right),$$

$$\frac{df}{dP} = \frac{\cos\alpha}{mV \cos\theta}.$$

Таким образом, приходим к системе уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{dP}{dx} &= \frac{\frac{d^2V}{dx^2} - \frac{df}{dV} \frac{dV}{dx} - \frac{df}{dh} \frac{dh}{dx} - \frac{df}{dm} \frac{dm}{dx}}{\frac{df}{dP}}, \\ \frac{dh}{dx} &= \text{tg}\theta, \\ \frac{dt}{dx} &= \frac{1}{V \cos\theta}, \\ \frac{dm}{dx} &= \frac{-q}{V \cos\theta} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

с учетом начальных условий $x = x_0$:

$$t = t_0, \quad h = h_0, \quad m = m_0, \quad P = P_0 \quad (6)$$

на траектории $[x_0, x_k]$.

Поскольку $\theta = \text{const}$, $\frac{d\theta}{dt} = 0$, отсюда

$$P \sin \alpha + C_y \frac{\rho V^2}{2} S - mg \cos \theta = 0, \quad \frac{\partial C_y}{\partial \alpha} > 0,$$

C_y — коэффициент подъемной силы,

Задав интервал $m_1 \leq m \leq m_2$, получим ограничения на V :

$$C_y \frac{\rho V^2}{2} S = mg \cos \theta - P \sin \alpha,$$

$$V^2 = \frac{2}{C_y \rho S} (mg \cos \theta - P \sin \alpha).$$

Далее получим

$$V^2 \leq \frac{2}{C_{y \min} \rho S} (m_2 g \cos \theta - K \sin \alpha) = V_{\max}^2,$$

$$V^2 \geq \frac{2}{C_{y \max} \rho S} m_1 g \cos \theta = V_{\min}^2,$$

$$V_{\min}^2 \leq V^2 \leq V_{\max}^2; \quad V_{\min} = \sqrt{V_{\min}^2}, \quad V_{\max} = \sqrt{V_{\max}^2}; \quad V_{\min} \leq V \leq V_{\max}.$$

Получим оценку скорости при конечном значении дальности:

$$\frac{dV}{dx} = \frac{dV}{dx} \Big|_{x=x_0} + \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx,$$

$$\frac{dV}{dx} \Big|_{x=x_0} = \frac{1}{m_0 V_0 \cos \theta} \left(P_0 \cos \alpha - C_{x_0} \frac{\rho_0 V_0^2}{2} S - m_0 g \sin \theta \right),$$

$$V_{\min} \leq V \leq V_{\max},$$

$$V = V_0 + \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx,$$

выберем $V_{\min} \leq V_0 \leq V_{\max}$

$$V_{\min} - V_0 < \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx < V_{\max} - V_0,$$

$$\int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx = \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx \Big|_{x=x_0} + \int_{x_0}^{x_k} \int_{x_0}^{x_k} \frac{d^2 V}{dx^2} dx^2,$$

$$V_{\min} - V_0 - \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx \leq \frac{d^2 V}{dx^2} (x_k - x_0)^2 \leq V_{\max} - V_0 - \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx.$$

Введем обозначения

$$V_{\min} - V_0 - \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx = \bar{\beta}_1, \quad V_{\max} - V_0 - \int_{x_0}^{x_k} \frac{dV}{dx} dx = \bar{\beta}_2,$$

где фазовые координаты удовлетворяют ограничениям

$$\beta_1 \leq \frac{d^2 V}{dx^2} \leq \beta_2, \quad \beta_1 = \frac{\bar{\beta}_1}{(x_k - x_0)^2}, \quad \beta_2 = \frac{\bar{\beta}_2}{(x_k - x_0)^2}, \quad \left| \frac{dP}{dx} \right| \leq K(x_k - x_0), \quad \bar{K} = \max \left| \frac{dP}{dx} \right|.$$

С учетом дополнительных соотношений

$$\rho(h) = C \exp(-h/R),$$

$$\rho_1 \leq \rho(h) \leq \rho_2,$$

$$\rho_1 = C(-h_2/R), \quad \rho_2 = C \exp(-h_1/R),$$

аналогичным образом могут быть получены оценки угла крена

$$\gamma_1 \leq \frac{dV}{dx} \leq \gamma_2, \quad \gamma_3 \leq \frac{dh}{dx} \leq \gamma_4, \quad \gamma_5 \leq \frac{dm}{dx} \leq \gamma_6,$$

$$\delta_1 \leq \frac{df}{dV} \leq \delta_2, \quad \delta_3 \leq \frac{df}{dh} \leq \delta_4, \quad \delta_5 \leq \frac{df}{dm} \leq \delta_6, \quad \delta_7 \leq \frac{df}{dP} \leq \delta_8,$$

тогда ограничение на ресурс управления составит

$$\bar{K} = \frac{\beta_2 + \gamma_2 \delta_2 + \gamma_4 \delta_4 + \gamma_6 \delta_6}{\delta_7}, \quad \bar{K} (x_k - x_0) \leq K, \quad x_k - x_0 \leq \frac{K}{\bar{K}}.$$

Заключение. Таким образом, для описания движения летательного аппарата в вертикальной плоскости в неравновесном режиме с учетом ограниченного ресурса управления получены оценки скорости и дальности, при которых управляющая функция удовлетворяет заданным ограничениям $P \leq K$.

Предлагаемая модель движения летательного аппарата может быть использована при разработке программного обеспечения пилотажно-навигационных комплексов, на которые возложены задачи управления полетом в условиях ограниченного ресурса управления, с отработкой на этапе предварительных стендовых испытаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Красовский А. А. Системы автоматического управления полетом и их аналитическое конструирование. М.: Наука, 1973. 523 с.
2. Остославский И. В., Стражева И. В. Динамика полетов. Траектории летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1969. 354 с.

Сведения об авторах

- Борис Викторович Видин** — канд. техн. наук, профессор; ОКБ „Электроавтоматика“, Санкт-Петербург; зам. главного конструктора; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru
- Игорь Олегович Жаринов** — канд. техн. наук, доцент; ОКБ „Электроавтоматика“, Санкт-Петербург; нач. отдела; E-mail: igor_rabota@pisem.net
- Олег Олегович Жаринов** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра вычислительных и электронных систем; E-mail: zharinov@hotmail.ru
- Ольга Владимировна Ульянова** — ОКБ „Электроавтоматика“, Санкт-Петербург; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительных и электронных систем

Поступила в редакцию
08.07.09 г.

С. В. ВОЛОБУЕВ, И. В. ЗОТОВ, В. Н. НИКОЛАЕВ

ПРОЦЕДУРА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНО-КОНВЕЙЕРНОЙ БАРЬЕРНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ, ИНВАРИАНТНАЯ К СПОСОБУ РАЗМЕЩЕНИЯ СИНХРОНИЗИРУЕМЫХ ПРОЦЕССОВ

Предложена процедура распределенной параллельно-конвейерной барьерной синхронизации для однородных многопроцессорных систем, инвариантная к способу размещения синхронизируемых процессов в системе и применимая к классу матричных топологических структур. Приведены результаты имитационного моделирования процедуры.

Ключевые слова: многопроцессорная система, матричная топология, межпроцессорное взаимодействие, координация параллельных процессов, барьерная синхронизация, имитационное моделирование, Q-схема.

Введение. Одним из факторов, сдерживающих рост производительности многопроцессорных вычислительных систем (МВС) широкого класса, является необходимость регулярной межпроцессорной барьерной синхронизации [1]. С целью снижения временных затрат на синхронизацию при выполнении задач в ряде современных МВС используются аппаратные решения, многие из которых имеют распределенный характер и позволяют реализовать оперативную параллельную синхронизацию для нескольких барьеров [2—6]. Однако известные варианты решения характеризуются невысокой гибкостью, которая, с одной стороны, проявляется в наличии ограничений на способ размещения в МВС синхронизируемых процессов [2, 4], а с другой — обусловлена привязкой к конкретной топологической структуре системы [3, 5, 6].

В [7] авторами была разработана процедура параллельно-конвейерной барьерной синхронизации с использованием распределенной координирующей среды, не накладывающая ограничений на способ размещения синхронизируемых процессов и ориентированная на МВС с двумерной матричной топологией. В настоящей работе описан расширенный вариант этой процедуры, применимый к более общему классу топологий МВС. Кроме того, анализируются результаты вычислительного эксперимента, проведенного с целью исследования ряда динамических характеристик разработанной процедуры синхронизации, на примере МВС с двумерной матричной топологией.

Топологическая модель МВС. Представим МВС в виде графа $H = \langle M, U \rangle$, множество вершин M которого соответствует множеству однотипных процессорных элементов (ПЭ) — модулей системы, а множество дуг $U \subseteq M \times M$ отражает связи между ПЭ. Зададим для каждого ПЭ составной порядковый номер (x_1, x_2, \dots, x_d) , $x_i = \overline{1, N_i}$, $i = \overline{1, d}$, где d — размер-

ность МВС (для топологии кольца $d = 1$, для двумерной матричной топологии — $d = 2$ и т.д.). Вершины графа H сопоставим множеству ПЭ системы так, что

$$\left. \begin{aligned} &(m(x_1, x_2, \dots, x_d), m(x_1 + 1, x_2, \dots, x_d)) \in U, \quad x_1 = \overline{1, (N_1 - 1)}, \quad x_i = \overline{1, N_i}, \quad i = \overline{1, d}; \\ &(m(x_1, x_2, \dots, x_d), m(x_1, x_2 + 1, \dots, x_d)) \in U, \quad x_2 = \overline{1, (N_2 - 1)}, \quad x_i = \overline{1, N_i}, \quad i = (1, 3, \dots, d); \\ &\dots \\ &(m(x_1, x_2, \dots, x_d), m(x_1, x_2, \dots, x_d + 1)) \in U, \quad x_d = \overline{1, (N_d - 1)}, \quad x_i = \overline{1, N_i}, \quad i = \overline{1, (d - 1)}, \end{aligned} \right\}$$

где $m(x_1, x_2, \dots, x_d)$ — ПЭ с порядковым номером (x_1, x_2, \dots, x_d) . Систему, представленную описанным способом, обозначим как $N^{(H)}$.

При таком описании топологические структуры МВС с обратными связями (кольцо, тор, трехмерный тор и т.д.) и без них (разорванное кольцо, матрица, куб) идентичны и трансформируются в одну систему $N^{(H)}$. В отличие от систем без обратных связей, в топологических структурах с обратными связями начальный порядковый номер может быть присвоен любому ПЭ.

Процедура синхронизации. Для обеспечения барьерной синхронизации в МВС вводится обособленная однородная координирующая среда. Каждому ПЭ ставится в соответствие ячейка координирующей среды, соединенная, согласно топологии МВС, с соседними ячейками, что позволяет сохранить однородность системы и обеспечить ее масштабируемость. В процессе функционирования МВС каждому барьеру назначается одноразрядный слой координирующей среды для распространения признаков достижения барьера.

Определение 1. Будем считать, что ПЭ $m'(x'_1, x'_2, \dots, x'_d)$ имеет меньший порядковый номер, чем ПЭ $m''(x''_1, x''_2, \dots, x''_d)$, если и только если

$$(\forall x'_i, x''_i, i = \overline{1, d} : x'_i \leq x''_i) \wedge (\exists x'_i, x''_i, i = \overline{1, d} : x'_i \neq x''_i).$$

Определение 2. Соответственно будем считать, что ПЭ $m'(x'_1, x'_2, \dots, x'_d)$ имеет больший порядковый номер, чем ПЭ $m''(x''_1, x''_2, \dots, x''_d)$, если и только если

$$(\forall x'_i, x''_i, i = \overline{1, d} : x'_i \geq x''_i) \wedge (\exists x'_i, x''_i, i = \overline{1, d} : x'_i \neq x''_i).$$

На основании этих определений можно сформулировать правило формирования признака достижения барьера для каждой ячейки среды следующим образом: если соседние ПЭ с меньшим порядковым номером завершили свои параллельные ветви программы (или не участвуют в синхронизации для соответствующего барьера), и при этом текущий ПЭ также завершил свою ветвь (или не участвует в синхронизации), то на выходе ячейки устанавливается признак достижения барьера, затем с выхода текущей ячейки он передается ячейкам, подключенным к ПЭ с большими порядковыми номерами. Формирование признака достижения барьера на выходе ячейки с максимальным порядковым номером будет означать, что все процессоры достигли барьера. Далее признак достижения барьера распространяется в обратном направлении и запускает ожидающие процессоры.

Для уменьшения числа линий связи между ячейками слои в координирующей среде разбиты на группы. В общем случае n слоев разделены на p групп по m слоев в каждой. В один и тот же момент времени в i -й группе происходит формирование признака достижения барьера, а в $(i + 1)$ -й — распространение признака. Остальные группы в это время не активны. Переключение групп слоев происходит последовательно циклически через определенные интервалы времени.

Экспериментальное исследование процедуры синхронизации. Для исследования динамических характеристик разработанной процедуры, в частности среднего времени синхронизации $T_{\text{ср}}$, было проведено имитационное моделирование распределенной координирующей среды. При этом в качестве модели МВС была взята двумерная матричная топология. В ходе моделирования варьировались способы размещения множеств синхронизируемых $J(v_s)$ и ожидающих $F(v_s)$ ветвей (v_s — один из барьеров) и определялись случайные значения времени завершения ветвей $B_i \in J(v_s)$. Здесь и далее используется терминология и математический аппарат, введенные в работе [7].

Вычислительный эксперимент был поставлен в графической системе моделирования Visual QChart Simulator [8]. Координирующая среда была представлена как сеть массового обслуживания, в которой объектами обслуживания являются признаки достижения барьера и иные координирующие сигналы.

Значение $T_{\text{ср}}$ определялось по формуле

$$T_{\text{ср}} = t^+ + \Delta t + t^-,$$

где t^+ — интервал времени от момента завершения последней ветви из множества $J(v_r)$ до начала распространения сигнала достижения барьера через координирующую среду, Δt — время распространения сигнала достижения барьера, t^- — интервал времени от момента получения процессором, выполняющим последнюю ветвь из множества $F(v_r)$, сигнала достижения барьера до момента активизации данной ветви. Поскольку величина интервала $t^+ + t^-$ не зависит от способа размещения ветвей на множестве модулей МВС и при $n \leq 256$ не превышает 16 задержек вентиля, в ходе моделирования оценивалась только величина Δt .

Условия проведения эксперимента были определены следующим образом. Количество множеств $J(v_s)$ и $F(v_s)$, а также их мощность устанавливались постоянными на время одного этапа моделирования.

Время выполнения ветвей $B_i \in J(v_s) \cup F(v_s)$ задавалось случайно в диапазоне $(1-12)T_{\text{max}}$ (T_{max} — максимальное время синхронизации). В случае, когда время моделирования превышало 5 часов, максимальное время выполнения ветвей снижалось до $6T_{\text{max}}$. Среднее значение Δt определялось как среднее арифметическое не менее чем по 30 итерациям.

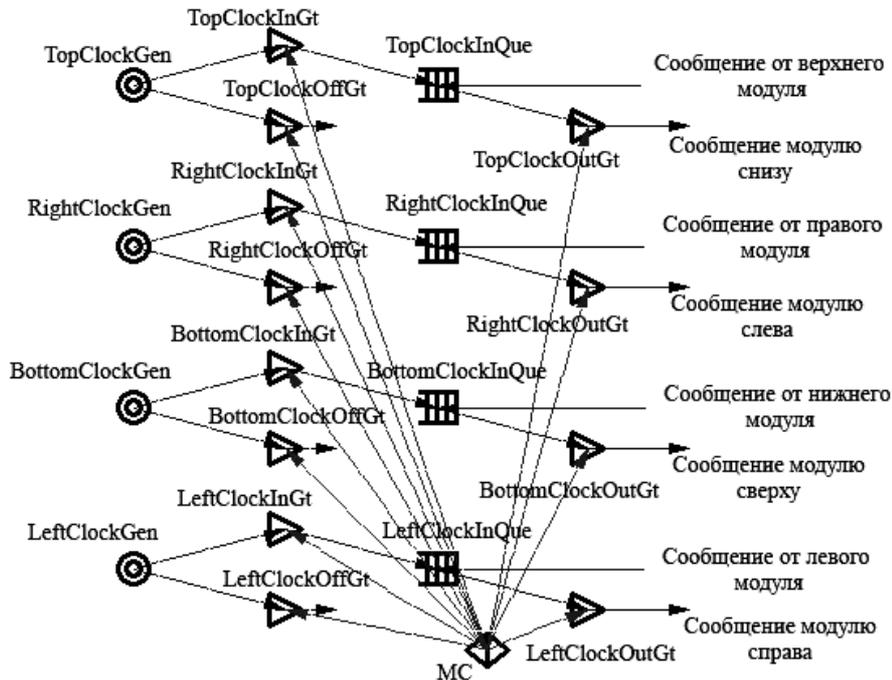
В ходе моделирования вся информация записывалась в текстовый файл. По окончании моделирования данный файл содержал следующие результаты: количество достигнутых барьеров, время синхронизации каждого барьера, среднее время синхронизации.

Модель координирующей среды. В ходе подготовки вычислительного эксперимента были построены Q-схемы, моделирующие работу сред размера $N = 6, 8, 12, 14, 16, 24, 28$. Q-схема одной ячейки среды представлена на рисунке.

Рассматриваемая схема состоит из следующих элементов.

Генераторы TopClockGen(i), RightClockGen(i), BottomClockGen(i), LeftClockGen(i) предназначены для формирования заявок, имитирующих сигналы синхронизации, которые распространяются от модулей, расположенных сверху, справа, снизу, слева от текущего модуля соответственно. Время генерации заявок постоянно и составляет один такт моделирования. Очереди TopClockInQue(i), RightClockInQue(i), BottomClockInQue(i), LeftClockInQue(i) служат для хранения заявок, пришедших от модулей, расположенных сверху, справа, снизу, слева от текущего соответственно. Клапаны TopClockInGt(i), RightClockInGt(i), BottomClockInGt(i), LeftClockInGt(i) предназначены для разрешения/запрета прохождения заявок между соответствующими генератором и очередью. Клапаны TopClockOffGt(i), RightClockOffGt(i), Bottom-

ClockOffGt(i), LeftClockOffGt(i) предназначены для удаления из системы заявок, поступающих от соответствующих генераторов.



Совокупность генератора *Gen(i), клапанов *InGt(i) и *OffGt(i) можно представить управляемым устройством, моделирующим поступление фиктивных сигналов синхронизации к модулям, расположенным по границам матричной структуры. Для модулей, расположенных в верхней строке, имитируется подача сигнала синхронизации сверху, в нижней строке — снизу, в правом и левом столбцах — соответственно справа и слева. Клапаны TopClockOutGt(i), RightClockOutGt(i), BottomClockOutGt(i), LeftClockOutGt(i) предназначены для разрешения/запрета распространения заявок от текущего модуля к модулям, расположенным ниже, левее, выше и правее соответственно. Пара клапанов TopClockOutGt(i), RightClockOutGt(i) открывается одновременно при условии, что очереди TopClockInQue(i), RightClockInQue(i) заняты. Аналогично осуществляется взаимодействие клапанов BottomClockOutGt(i), LeftClockOutGt(i) и очередей BottomClockInQue(i), LeftClockInQue(i). Контроллер MC(i) управляет открытием клапанов *i*-го модуля Q-схемы в зависимости от расположения модуля в системе и моментов прихода сигналов синхронизации от соседних модулей.

Результаты вычислительного эксперимента. Моделирование зависимости времени синхронизации Δt от количества одновременно достигнутых барьеров n проводилось при $p = 2$ и $|J(v_s)| = |F(v_s)| = 5$. Результаты подтвердили отсутствие зависимости Δt от n , поэтому исследование остальных характеристик проводилось при фиксированном значении n .

Моделирование зависимости времени Δt от мощности множеств $J(v_s)$ и $F(v_s)$ (от размерности барьера) проводилось при $n = p = 2$. В результате разница между максимальным и минимальным временем синхронизации для системы с $N = 16$ составила $\approx 22\%$, а для $N = 24$ — $\approx 34\%$. Данные отклонения обусловлены зависимостью Δt от расположения последних ветвей множеств $J(v_s)$ и $F(v_s)$ в модулях МВС. Параметр Δt можно представить следующим образом:

$$\Delta t = \Delta t' + \Delta t'' + \Delta \bar{t},$$

где $\Delta t'$ — время распространения признака достижения барьера от модуля МВС, выполнившего последнюю ветвь множества $J(v_s)$, до (N, N) -го модуля; $\Delta t''$ — время распространения

сигнала запуска от (N, N) -го модуля МВС, до модуля, выполняющего последнюю ветвь множества $F(v_s)$; $\Delta\bar{t}$ — время до активизации слоя, отвечающего за синхронизацию барьера v_s . При этом значение $\Delta\bar{t}$ случайно и в среднем равно

$$\Delta\bar{t} = \frac{pt_a}{2},$$

где t_a — интервал времени активности одного слоя.

Зависимость Δt от расположения ветвей множества $J(v_s) \cup F(v_s)$ среди модулей МВС снижается при увеличении p , поскольку при $p \rightarrow \infty$ $\frac{\Delta t' + \Delta t''}{\Delta\bar{t}} \rightarrow 0$. Значения интервалов времени $\Delta t'$ и $\Delta t''$ зависят от расположения ветвей множества $J(v_s) \cup F(v_s)$. Так, при $|J(v_s)| = |F(v_s)| = 1$ среднее значение $\Delta t'$ и $\Delta t''$ равно Nt_m , где t_m — время распространения сигнала синхронизации через одну ячейку координирующей среды. Если $|J(v_s)| \rightarrow N^2$ и $|F(v_s)| \rightarrow N^2$, то $\Delta t', \Delta t'' \rightarrow (2N-1)t_m$.

Исследование среднего времени Δt от размера МВС N проводилось при значениях $p = 4$, $n = 8$. Для исключения влияния мощности множеств $J(v_s)$ и $F(v_s)$ на результаты измерений было принято $|J(v_s)| = |F(v_s)| = 0,9 N^2/n$. Результаты моделирования подтвердили линейное увеличение времени Δt от размера системы. Увеличение N в 2 раза приводит практически к двукратному увеличению Δt . Так, при $N = 14$ $\Delta t \approx 1,99$ мкс, а при $N = 28$ — $\Delta t \approx 3,7$ мкс (при задержке двухходового логического элемента, равной 5 нс). Полученные значения соизмеримы с известными распределенными аппаратными решениями [2, 4, 6].

Выводы. Как показали результаты вычислительного эксперимента, разработанная процедура характеризуется отсутствием зависимости времени синхронизации от количества одновременно достигаемых барьеров, линейным ростом времени синхронизации от размера МВС, а также его зависимостью от числа участвующих в барьере процессоров (снижающейся при увеличении количества групп барьеров). Процедура применима к матричным топологиям различной размерности как с незамкнутыми, так и с замкнутыми границами и инвариантна к способу размещения синхронизируемых и ожидающих ветвей в системе.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ МД-685.2009.8.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. O'Boyle M., Stohr E. Compile time barrier synchronization minimization // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. 2002. Vol. 13, N 6. P. 529—543.
2. Delgado M., Kofuji S. A distributed barrier synchronization solution in hardware for 2D-mesh multicomputers // Proc. 3rd Intern. Conf. High Performance Computing. 1996. P. 368—373.
3. Yang J.-S., King C.-T. Designing Tree-Based Barrier Synchronization on 2D Mesh Networks // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. 1998. Vol. 9, N 6. P. 526—534.
4. Ramakrishnan V., Scherson I. D., Subramanian R. Efficient techniques for nested and disjoint barrier synchronization // J. of Parallel and Distributed Computing. 1999. Vol. 58, N 8. P. 333—356.
5. Cohen W. E., Hyde D. W., Gaede R. K. An optical bus-based distributed dynamic barrier mechanism // IEEE Transactions on Computers. 2000. Vol. 49, N 12. P. 1354—1365.
6. Moh S., Yu C., Lee B. et al. Four-ary tree-based barrier synchronization for 2D meshes without nonmember involvement // IEEE Transactions on Computers. 2001. Vol. 50, N 8. P. 811—823.

7. Волобуев С. В., Зотов И. В. Организация параллельно-конвейерной барьерной синхронизации в матричных многопроцессорных системах на основе распределенной координирующей среды // Параллельные вычисления и задачи управления (РАСО'08). М.: Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, 2008. С. 616—642.
8. Зотов И. В. и др. Визуальная среда имитационного моделирования VisualQChart. Свид. об официальной регистрации программы для ЭВМ №2007611310 от 27.03.07.

Сведения об авторах

- Сергей Викторович Волобуев** — аспирант; Курский государственный технический университет, кафедра вычислительной техники; E-mail: magehunter@rambler.ru
- Игорь Валерьевич Зотов** — д-р техн. наук, профессор; Курский государственный технический университет, кафедра вычислительной техники; E-mail: zotovigor@yandex.ru
- Виктор Николаевич Николаев** — д-р техн. наук, профессор; Курский государственный технический университет, кафедра информационных систем и технологий; E-mail: nikovic@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
29.12.09 г.

УДК 004.89

И. А. БЕССМЕРТНЫЙ

**ПРИМЕНЕНИЕ РЕЛЯЦИОННЫХ ОПЕРАЦИЙ
ДЛЯ ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА В ПРОДУКЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

Рассматривается задача логического вывода в системах искусственного интеллекта, использующих большое число фактов и правил. Основной проблемой таких систем является быстрый рост сложности логического вывода с увеличением числа фактов и правил. Предлагается устранить проблему комбинаторной сложности задачи логического вывода путем использования операций реляционной алгебры над множествами кортежей переменных. Приводятся результаты измерений скорости логического вывода в среде СУБД MS ACCESS и в среде Prolog.

Ключевые слова: искусственный интеллект, реляционная алгебра, логический вывод.

Введение. Исследования в области практической реализации искусственного интеллекта (ИИ), моделирующего мыслительные процессы, показывают необходимость создания обширной базы знаний, состоящей из миллионов фактов [1]. В отличие от экспертных систем, ориентированных на решение конкретных задач, системы ИИ, позволяющие порождать новые знания, должны использовать неизмеримо большее число правил. Комбинаторная сложность задачи поиска решений делает невозможным создание программ для извлечения новых знаний классическими методами логического вывода [2]. Существующие методы ускорения логического вывода, в частности алгоритм *Rete* [3], предполагают предварительную подстановку фактов в условия правил, т.е. по сути полное решение задачи. В результате пользователь сразу получает список решений для каждого выбранного правила. „Узким“ местом алгоритма *Rete* является необходимость его повторного запуска после каждого изменения базы фактов, чем и обусловлено ограниченное применение этого алгоритма.

В настоящей работе рассматривается возможность применения теоретико-множественных операций к задаче логического вывода в продукционных системах аппарата, в частности, аппарата реляционных СУБД.

Модель базы знаний. Основной единицей знаний (атомом) в семантической сети является факт вида „субъект—отношение—объект“ или „субъект—свойство—значение“. Множество фактов базы знаний $F = \{f\}$ образуют триплеты $f = (s, p, o)$, или $f = (s, p, v)$, где s — субъект, p — предикат, o — объект, v — значение. Мощность множества фактов обозначим n . Множества субъектов и объектов связываются друг с другом предикатами, образуя сетевую структуру. Данная модель позволяет воспроизвести как реляционный граф, в котором субъект и объект — сущности, так и граф *Растье* [4], где субъект — действие или процесс.

Продукционная модель представления знаний помимо фактов основывается на правилах вида ЕСЛИ—ТО. Наиболее известным языком представления правил в семантической сети является SWRL, имеющий синтаксис расширения языка XML (<http://www.w3.org/Submission/SWRL/>). Применение правила заключается в интерпретации кортежа $\langle R, EC, ER, L, S, LV \rangle$, где R — множество ресурсов, LV — множество литералов, $LV \subseteq R$, EC — отображение классов и типов данных на подмножества R и LV , ER — отображение свойств на бинарные отношения в R , L — отображение литералов, используемых в правиле, на элементы LV , S — отображение индивидуальных имен, заданных в правиле, на элементы EC .

В связи с нечитаемостью текстов SWRL в синтаксисе XML для редактирования используется другое представление, более удобное для пользователя и близкое к синтаксису языка Prolog:

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

Здесь с вопросительного знака начинаются переменные, а предикат находится не в центре триплета, а вынесен за скобки. Таким образом, в большинстве правил условия совпадают с фактами базы знаний, а переменные получают значения в ходе развертывания правил.

Пусть правило имеет k условий $c(s_1, p_1, o_1), c(s_2, p_2, o_2), \dots, c(s_k, p_k, o_k)$, где p_i — предикат, s_i, o_i — либо константа, либо переменная. Правила такого вида имеют ограниченную логику, поскольку позволяют устанавливать только совпадение с фактами. Стандарт SWRL предусматривает возможность наряду с предикатами из фактов использовать в правилах функции над переменными. Для целей настоящего исследования ограничимся предикатами неравенства $c(s_i, \text{differentFrom}, o_i)$. Заметим, что в стандарте SWRL отсутствуют отрицания. На первый взгляд, это существенно ограничивает возможности правил, однако вполне соответствует концепции открытого мира (*Open World Assumption*), в которой отсутствие информации о факте не означает автоматического отсутствия факта. Предикаты также не могут быть переменными, что соответствует логике первого порядка. Следует отметить, что написание очень сложных правил требует высокой квалификации, в то время как любые сложные правила могут быть подвергнуты декомпозиции. Кроме того, логический вывод из цепочек правил может быть более быстрым за счет анализа и отсечений промежуточных результатов, заведомо нерелевантных запросу.

Наивный логический вывод. Логический вывод из правила, состоящего из условий $c(\text{?x}_i, p_i, \text{?y}_i)$, представляет собой решение системы уравнений с количеством неизвестных, равным числу переменных в правиле. Одну часть уравнений образуют пары $\text{?x}_i = \text{?y}_j$, если переменная используется более чем в одном условии правила, вторую — уравнения $\text{?x}_i = \text{значение}$, $\text{?y}_i = \text{значение}$ или неравенства $\text{?x}_i \neq \text{значение}$, $\text{?y}_i \neq \text{значение}$, получаемые подстановкой в условия правила подходящих фактов $f = (s, p, o)$. Наивный вывод состоит из следующих шагов.

1. С условием правила $c(\text{?x}_1, p_1, \text{?y}_1)$ сопоставляется первый подходящий факт $f_1 = (s_1, p_1, o_1)$, и если переменные свободны, то они получают значения $\text{?x}_1 = s_1$, $\text{?y}_1 = o_1$, а если какая-либо переменная уже связана, то выполняется ее сравнение с константой из факта.

2. Если сопоставление условия правила с фактом успешно, то выполняется переход к следующему условию правила, иначе машина вывода пытается сопоставить условие правила со следующим фактом, т.е. выполняется откат после неудачи.

3. Если все факты исчерпаны, а условие правила не выполнено, происходит откат к предыдущему условию правила и в него подставляется очередной факт.

4. После успешного выполнения всех условий значения переменных подставляются в результирующую часть правил. Чтобы получить все возможные решения, выполняется откат, как если бы правило не было решено успешно.

Таким образом, наивный вывод является чрезвычайно простым, но требует очень много времени. Общее число попыток унификации k условий с n фактами может достигать n^k .

Обработка правил в среде СУБД MS ACCESS. В работе [5] представлен метод индексации и предварительного отбора фактов для условий правила. Использование предварительного отбора фактов позволяет сократить размерность задачи поиска решений обратно пропорционально числу фактов, задействованных для каждого правила. Если обработке подвергается существенная часть всей базы знаний, эффект индексации нивелируется. В качестве побочного эффекта индексации фактов обнаружилось, что для простых правил, включающих в себя единственную переменную, предварительный отбор фактов сразу дает искомый результат без подстановки в правило. Рассмотрим, можно ли обойтись без подстановки переменных в правила в более сложных случаях — когда число переменных в правиле больше единицы.

Пусть в результате отбора фактов для условий правила $c(s_1, p_1, o_1)$, $c(s_2, p_2, o_2), \dots, c(s_k, p_k, o_k)$, где s_i , o_i — либо константа, либо переменная, получены множества кортежей $T = \{\{t_i\}\}$, $t_i = (x_{i1}, x_{i2})$, если в условии правила две переменные, $t_i = (x_{i1})$ — если одна переменная. Таким образом, получаем k таблиц приблизительно следующего вида.

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

Каждая таблица должна иметь по меньшей мере одну общую переменную хотя бы еще с одной таблицей. В противном случае результат будет состоять в декартовом произведении с данной таблицей, что обычно лишено смысла. Таблицы могут иметь связи следующих типов.

1. Соединение двух таблиц по совпадению значений одной или более переменных у пары таблиц. В этом случае две таблицы объединяются реляционным оператором INNER JOIN.

2. Фильтрация таблицы по условию сравнения значения переменных между собой или переменной и значения. Данная функция выполняется с помощью условия WHERE и операторов сравнения.

Рассмотрим на конкретных примерах, как условия правил могут транслироваться в операторы SQL. Для упрощения импорта базы знаний в СУБД создадим для фактов единственную таблицу F , состоящую из столбцов S , P , O , для хранения субъекта, предиката и объекта соответственно. Запрос на языке SQL для вывода фактов о вышеупомянутом отношении „дядя—племянник(ца)“ будет выглядеть следующим образом:

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

Более сложное правило для отношения „падчерица“ на языке SWRL

```
hasChild(?x1, ?x2) ^ hasSpouse(?x1, ?x3) ^
hasSex(?x2, female) ^ hasChild(?x4, ?x2) ^
differentFrom(?x1, ?x4) ^ differentFrom(?x3, ?x4) => hasStepDaughter(?x3, ?x2)
```

будет иметь следующий эквивалент на языке SQL:

```
SELECT DISTINCT F_1.Object AS Step_parent, F_2.Object AS Step_daughter
FROM ((F INNER JOIN F AS F_1 ON F.Subject=F_1.Subject)
INNER JOIN F AS F_2 ON F.Object=F_2.Object)
```

```
INNER JOIN F AS F_3 ON F_3.Subject=F_2.Object
WHERE (F.Predicate="is_parent" And F_1.Predicate="is_spouse" And
F_2.Predicate="is_parent" And F.Subject<>F_2.Subject And F_1.Object<>F_2.Subject
And F_3.Predicate="has_sex" And F_3.Object="female").
```

Таким образом, поскольку мощность языка SQL существенно выше, чем SWRL, любая конструкция SWRL легко транслируется в SQL.

Время обработки правил SWRL как запросов SQL. Среднее время обработки одного правила T с использованием СУБД равно

$$T = \frac{t_{load}}{m} + (t_{sel} + t_{store}),$$

где t_{load} — время загрузки фактов в базу данных, t_{sel} — время выполнения запроса, t_{store} — время добавления результатов запроса в новые факты базы знаний, m — количество запросов к СУБД в ходе поиска решения.

Для определения времени поиска с помощью генератора случайных чисел была создана база фактов, отражающих отношения „родителя“ и „супруга“. Длительность логического вывода вычислялась для SQL-запросов, выполняемых в среде СУБД MS ACCESS, в сравнении с наивным выводом, реализованным на языке Visual Prolog 7.2 и представленным в работе [6]. На языке Prolog помимо наивного вывода были также реализованы правила, выполняющие операцию INNER JOIN, в сочетании с индексацией фактов.

На рис. 1 приведены графики зависимости времени обработки правила (N — количество фактов) для отношения „отчим/мачеха—пасынок/падчерица“, которые показывают, что обработка запросов в среде СУБД выполняется более чем на три порядка быстрее, нежели наивный логический вывод (кривая 1). Реализация логического вывода методами реляционной алгебры в среде Prolog (3) показывает скорость, вполне сопоставимую с SQL-запросом в СУБД ACCESS (2). Тем не менее достигнутое ускорение по меньшей мере не хуже публикуемых данных для данного алгоритма по сравнению с *Rete* [3].

На рис. 2 приведены данные о длительности загрузки данных и индексации фактов в СУБД ACCESS (кривая 1) и в Prolog-программу (2). СУБД здесь демонстрирует приблизительно в пять раз более высокую скорость. Если на одной базе знаний обрабатывается множество правил, то среднее время обработки одного факта в СУБД и в Prolog-программе нивелируется, как показывает формула.

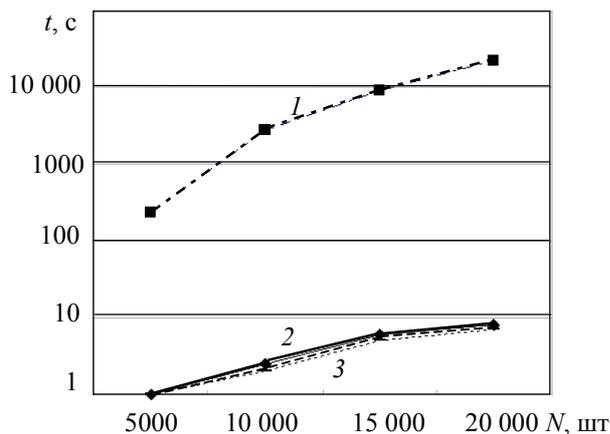


Рис. 1

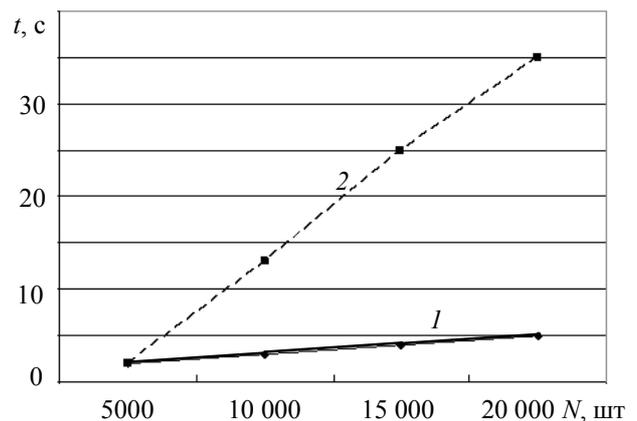


Рис. 2

Заключение. Приведенные выше результаты исследования демонстрируют возможность реализации быстрого логического вывода в продукционных моделях знаний с использованием методов реляционного исчисления. Ускорение по сравнению с наивным логическим выводом превышает три порядка, что вполне сопоставимо с последними версиями алгоритма *Rete* при отсутствии недостатков, присущих ему. Недостатками СУБД применительно

к данной задаче являются относительно большое время загрузки данных и необходимость разработки транслятора с языков представления правил, например, SWRL, в SQL-запросы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 2001's Computer as Dream and Reality. The Discover Interview: Marvin Minsky [Electronic resource]: <<http://discovermagazine.com/2007/jan/interview-minsky/>>.
2. Doorenbos R. B. Production Matching for Large Learning Systems. PhD Theses. University of South California, 1995. 208 p.
3. Forgy C. L. RETE: A fast algorithm for the many pattern / many object pattern match problem // Artificial Intelligence. 1982. Vol. 19. P. 17—37.
4. Héber L. Tools for Text and Image Analysis: An Introduction to Applied Semiotics. Paris: ADAGP; Montréal: SODRAC, 2006.
5. Бессмертный И. А. Теоретико-множественный подход к логическому выводу в базах знаний // Науч.-технич. вестн. СПбГУ ИТМО. 2010. Вып. 66. С. 43—48.
6. Bessmertny I. Visual Prolog and Semantic Networks at Knowledge Visualization // Proc. of Visual Prolog Application & Language Conf.: VIP-ALC '08. St. Petersburg, Russia, 2008. P. 107—111.

Игорь Александрович Бессмертный

Сведения об авторе

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

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
16.04.10 г.

УДК 519.8

А. В. ТИТОВ

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ ВСТРОЕННЫХ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ ПРИ РЕДКИХ ОТКАЗАХ

Рассматривается задача анализа надежности программного обеспечения систем стратегического назначения и методы оценки параметров надежности по малому числу наблюдений. Предложен метод объединения данных, полученных для различных технических объектов со встраиваемыми программными средствами.

Ключевые слова: надежность программных средств, редкие отказы.

Анализ надежности встроенных программных средств — сложная комплексная задача, требующая использования аппарата теории вероятностей и математической статистики. В системах ответственного назначения отказы являются редкими событиями [1]. Ограниченного объема данных бывает недостаточно для того, чтобы найти заранее неизвестный закон распределения времени между программными сбоями. Тем не менее, если вид закона распределения известен, то его параметры могут быть оценены по имеющейся информации.

В настоящей работе рассматривается система передачи данных, функционирующая на нескольких однотипных технических объектах одновременно. В качестве наблюдаемых характеристик системы выбраны время наработки на отказ и время восстановления после отказа. Под отказом понимается сбой в работе программных средств, требующий восстановления их работоспособности [1].

Исследование особенностей функционирования рассматриваемой системы, а также сбор статистических данных значительно упрощаются, если объединять данные наблюдений, полученные для различных технических объектов. При таком объединении возможно появление ошибок, связанных, во-первых, с различиями в организации эксплуатации технических объектов, например, с недостаточным уровнем подготовки операторов и, во-вторых, с ненадлежащим сопровождением программных средств [2]. Каждое программное средство может подразделяться на модули, каждый из которых может рассматриваться как самостоятельный объект исследования.

В качестве основных характеристик надежности рассматриваются время наработки на отказ и время восстановления после отказа. Отказы программного средства фиксируются в журнале, где указывается время отказа, время восстановления и модуль, в котором был зарегистрирован отказ.

Если условия функционирования объектов могут различаться и влиять на интенсивность появления программных сбоев, то возникает проблема построения решающего правила, по которому возможно объединение результатов наблюдений, т.е. возникает задача выбора максимального количества данных наблюдений, соответствующих однотипным внешним условиям. Факт неоднородности результатов наблюдений может быть установлен на основе дисперсионного анализа [3]. В некоторых случаях возможно построение нескольких пересекающихся или непересекающихся серий наблюдений.

Неправильно полагать, что система останавливается в момент любого отказа. Следует учитывать, что рассматриваемые объекты изолированы. Объединяя данные, необходимо знать, не является ли расхождение в средних значениях времени наработки на отказ и времени восстановления случайным, либо проявляется влияние периодически возникающих факторов [3]. Если такие факторы выявлены, то их влияние можно скорректировать, непосредственно изменяя элементы выборки.

Предлагается проверять возможность объединения по следующей схеме:

1) проверяются данные наблюдений для всех однотипных программных модулей; если для модуля ни разу не фиксировались отказы, то модуль исключается из рассмотрения;

2) для всех модулей, где возможен расчет среднего времени наработки на отказ, проводятся необходимые вычисления, формируются средние значения времени между отказами для каждого модуля;

3) полученные средние значения времени наработки на отказ сортируются по убыванию;

4) в полученном списке определяется статистическая значимость расхождений между данными модулями;

5) если статистическая значимость расхождения ниже заданного уровня, то осуществляется попарное объединение смежных серий наблюдений, в противном случае объединение не производится;

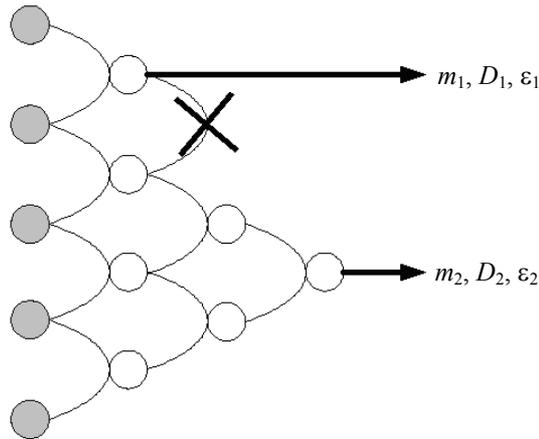
6) проводится расчет среднего времени наработки на отказ в объединенных выборках;

7) шаги 5—7 повторяются, пока не произойдет максимально возможное объединение, при этом возможны несколько ветвей объединения;

8) для полученных объединенных выборок вычисляются необходимые параметры: оценки математического ожидания, дисперсии и величины доверительного интервала для математического ожидания (m , D , ϵ).

Приведенная последовательность действий иллюстрируется рисунком (серыми кружками обозначены данные наблюдений для каждого из модулей; белые кружки соответствуют объединенным сериям наблюдений; дуги между кружками означают, что значимость различий меньше заданного уровня и объединение возможно; невозможное объединение

перечеркнуто). После всех итераций имеются два результата объединения, каждый со своими параметрами.



Представленный метод проиллюстрирован примером. Даны результаты работы четырех однотипных модулей (l) и средние значения их времени наработки на отказ t_{cp}^i в условных единицах времени (табл. 1). Определены средние значения времени наработки на отказ для каждой серии наблюдений. В табл. 2 средние значения отсортированы по убыванию.

Таблица 1

Результаты работы однотипных модулей системы

№ серии			
1	2	3	4
10,508	10,135	10,775	10,662
10,184	10,006	10,717	10,447
9,876	9,853	10,579	10,696
10,116	9,906	10,563	10,925
10,199	9,954	10,285	10,386
10,385	10,633	10,122	10,357
10,678	10,511	10,958	10,170
10,006	10,270	10,715	10,160
10,132	10,218	10,992	10,039
10,814	9,969	10,634	10,324
$t_{\text{cp}}^{(1)}=10,290$	$t_{\text{cp}}^{(2)}=10,145$	$t_{\text{cp}}^{(3)}=10,634$	$t_{\text{cp}}^{(4)}=10,417$

Таблица 2

„Соседние“ значения
среднего времени наработки на отказ

№ серии	$m^{(i)} = t_{\text{cp}}^{(i)}$
3	10,634
4	10,417
1	10,290
2	10,145

После сортировки проверяется значимость расхождения между смежными средними значениями. Используются стандартные тесты для несвязанных серий наблюдений [3]. Результатом является определение статистической значимости.

Проанализировав полученные объединенные наборы, содержащие в себе данные четвертого и первого, первого и второго модулей соответственно, получим следующие результаты. Средние значения каждой новой серии равны:

$$t_{\text{ср}}^{(4-1)} = m_2 = 10,353,$$
$$t_{\text{ср}}^{(1-2)} = m_3 = 10,218.$$

Разность между средними равна: $\Delta m = 0,136$; среднее по обеим сериям: $m = 10,285$; дисперсия $D = 0,082129$, откуда $\sigma = 0,090625$.

Вероятность значимости расхождения: $P = 0,06681$, поскольку вероятность выше принятого уровня значимости, расхождения между сериями случайны.

Таким образом, были получены два варианта объединения наблюдений: первая содержит данные о работе третьего модуля, вторая — объединенные данные, полученные для четвертого, первого и второго модулей.

Объединенная серия наблюдений существенно сузит границы значений показателей надежности. Например, при заданном уровне достоверности 95 % доверительный интервал для времени наработки на отказ модуля номер три определяется как $10,634 \pm \Delta t_{\text{ср}}^{(4)} = 0,14$. Границы доверительного интервала для объединенной серии наблюдений существенно уже: $10,284 \pm \Delta t_{\text{ср}}^{(4-1-2)} = 0,07$.

Для увеличения объема статистической базы исследования целесообразно объединять результаты наблюдений для встраиваемых программных средств. Если условия функционирования объектов могут различаться и влиять на характеристики серий наблюдений, то возникает проблема построения решающего правила, по которому возможно объединение серий, т.е. при объединении серий наблюдений возникает задача построения максимальной по объему серии, такой, что между входящими в ее состав исходными сериями отсутствуют статистически значимые различия. Факт неоднородности наблюдений может быть установлен на основе дисперсионного анализа. В некоторых случаях возможно построение нескольких пересекающихся или непересекающихся объединенных серий наблюдений.

Предложенная методика объединения статистических данных может быть использована при анализе отказов программных средств однотипных изолированных отказоустойчивых систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Майерс Г. Надежность программного обеспечения. М.: Мир, 1980. 360 с.
2. Шафер Д. Ф., Фатрелл Р. Т., Шафер Л. И. Управление программными проектами: достижение оптимального качества при минимуме затрат. М.: Вильямс, 2003. 1136 с.
3. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1988. 480 с.

Сведения об авторе

Алексей Владимирович Титов — аспирант; Национальный исследовательский ядерный университет, кафедра № 12 компьютерных систем и технологий, Москва;
E-mail: m-p-r@inbox.ru

Рекомендована кафедрой
компьютерных систем и технологий

Поступила в редакцию
15.03.10 г.

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 656.2

Г. И. ЕМЕЛЬЯНЦЕВ, А. В. ЛОЧЕХИН

ПОГРЕШНОСТИ БЕСКАРДАННОГО ГИРОГОРИЗОНТКОМПАСА НА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОМ ГИРОСКОПЕ И МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКАХ

Предложена схема построения бескарданного гироскопического компаса на электростатическом гироскопе и микромеханических датчиках для применения в системах навигации подводных аппаратов, приведены алгоритмы работы. Рассмотрены характер и уровень погрешностей бескарданного гироскопического компаса при навигационном режиме работы в выработке параметров ориентации с применением данных от гидроакустического лага и глубиномера. Особенностью предложенной схемы является использование информации, полученной от электростатического гироскопа, для уточнения параметров ориентации, вырабатываемых инерциальным измерительным модулем, построенным на микромеханических гироскопах и акселерометрах. Алгоритмы строятся на базе обобщенного фильтра Калмана с обратной связью по всему вектору состояния.

Ключевые слова: гироскопический компас, электростатический гироскоп, микромеханические инерциальные датчики, гидроакустический лаг.

Введение. Обеспечение требований по точности выработки курса — одна из проблем, возникающих при создании малогабаритного бескарданного гироскопического компаса (БГК) для морских подвижных объектов, содержащего инерциальный измерительный модуль низкого уровня точности (например, блок, построенный на микромеханических акселерометрах и гироскопах, уровень точности которых составляет соответственно $0,01 \text{ м/с}^2$ и $0,01 \text{ град/с}$). Один из способов решения этой проблемы [1] — использование для подвижных объектов приемной аппаратуры спутниковых навигационных систем с разнесенными антеннами для осуществления фазовых измерений. Однако в системах навигации необитаемых подводных аппаратов (НПА) описанный способ можно использовать только в надводном положении при режиме начальной выставки и калибровки системы [2]. Для ограничения погрешности измерительного модуля на микромеханических датчиках (ММД) по курсу в условиях эксплуатации НПА предлагается использовать информацию, поступающую от бескарданного электростатического гироскопа (БЭСГ) [3], установленного в одном корпусе с инерциальным измерительным модулем [2].

На рис. 1 приведена структурная схема навигационной системы счисления пути подводного аппарата (ГАЛ — гидроакустический лаг, ГАНС — гидроакустическая навигационная система, ПА СНС — приемная аппаратура спутниковой навигационной системы, ММГ и ММА — микромеханические гироскопы и акселерометры БГК, НП и ДП — навигационные и динамические параметры; φ, λ, h — географические координаты; V_E, V_N, V_H — составляю-

щие линейной скорости объекта; K — курс; $V_E^{ГАЛ}, V_N^{ГАЛ}$ — составляющие линейной скорости, получаемые от ГАЛ; $\varphi^{ГАНС}, \lambda^{ГАНС}$ — географические координаты, вырабатываемые ГАНС; $h_{гг}$ — данные о высоте, поступающие от глубиномера). Для коррекции погрешностей БЭСГ с полярной ориентацией из-за его прецессии при работе БГГК в навигационном режиме периодически привлекается информация о координатах объекта от ГАНС.

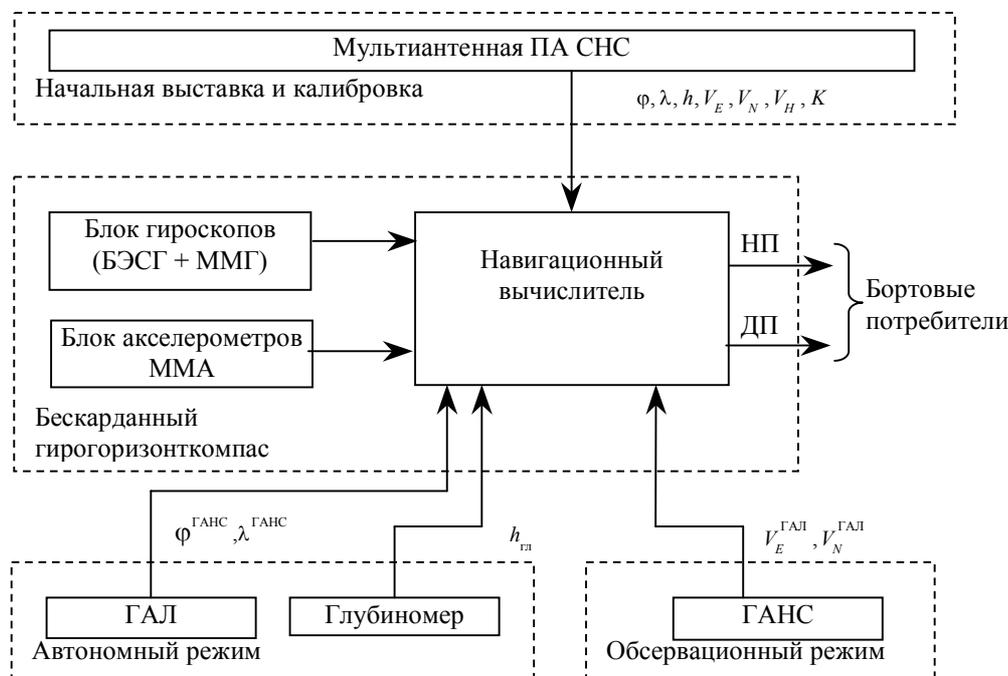


Рис. 1

К достоинствам такой схемы построения БГГК следует отнести малые значения массогабаритных характеристик и возможность функционирования в высоких широтах (в этом случае начальная ориентация вектора кинетического момента БЭСГ задается в плоскости земного экватора). Точность выработки параметров ориентации объекта предполагается на уровне лучших образцов зарубежных БГГК на волоконно-оптических гироскопах.

Для предложенного БГГК существуют два режима работы: первый — начальная выставка и калибровка системы при надводном положении; второй — навигационный, используется при подводном положении аппарата и предназначен для выработки параметров ориентации (курса и углов качки). Для выработки навигационных параметров (составляющих вектора линейной скорости и координат места) используется информация, поступающая от ГАЛ, ГАНС и глубиномера. Исследованию навигационного режима работы БГГК и посвящена предложенная статья.

Постановка задачи. Рассмотрим навигационный режим работы БГГК и проанализируем алгоритмы выработки параметров ориентации объекта и уровень погрешностей БГГК.

Определим следующие системы координат (СК): $Окн_1кн_2кн_3$ — система координат, связанная с корпусом БЭСГ ($кн$ — корпусные номинальные оси); $Оо_1о_2о_3$ — система координат, связанная с НПА, начало которой расположено в его центре масс ($о$ — объект); $Ог_1г_2г_3$ — сопровождающий географический навигационный трехгранник; $и_1и_2и_3$ — инерциальная СК с началом в центре масс Земли; $к_1к_2к_3$ — квазиинерциальная СК, совпадающая в момент коррекции положения БЭСГ с осями ортогонального гироскопического

трехгранника $q_1q_2q_3$, построенного на ортах кинетических моментов виртуального и реального БЭСГ.

Решение задачи ориентации НПА, реализуемой в программном обеспечении измерительного модуля, построенного на ММД, сводится к нахождению искомого кватерниона, определяющего ориентацию объекта относительно географических осей [4]. Текущие значения матрицы направляющих косинусов C_r^o и углов курса K , дифферента ψ и крена θ вычисляются по полученным значениям элементов кватерниона.

Координаты местоположения подводного аппарата вычисляются методом счисления пути по информации, полученной от ГАЛ, о составляющих вектора линейной скорости и значениям K, ψ, θ , поступающим из задачи ориентации.

Известно, например [5], что при использовании ММД в составе измерительного модуля можно обеспечить выработку углов качки с приемлемой точностью, привлекая для демпфирования шулеровских колебаний информацию о скорости от ПА СНС или лага. Однако в таком модуле погрешность по курсу постоянно растет во времени. Использование БЭСГ обеспечивает непрерывную коррекцию погрешности по курсу в условиях эксплуатации НПА.

Особенности предлагаемого навигационного режима БГГК заключаются в следующем:

— используется информация калибруемого БЭСГ, а также так называемого „опорного“ БЭСГ, формируемая по данным, поступающим от мультиантенной ПА СНС и блока ММД („виртуальный“ БЭСГ считается идеальным, не имеющим дрейфа). На основании проекций векторов их кинетических моментов моделируется ортогональный гироскопический трехгранник $q_1q_2q_3$;

— применяется дискретный алгоритм обработки, основанный на представлении уравнений погрешностей системы в так называемой квазиинерциальной СК, оси которой дискретно согласуются с осями трехгранника $q_1q_2q_3$, что позволяет осуществлять линейризацию указанных уравнений;

— для описания дрейфа БЭСГ используется упрощенная модель суммарного дрейфа, представленного, например, в виде винеровского процесса;

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

Формирование измерений. При решении задачи используются пять скалярных измерений, первые два из которых имеют вид

$$z_1 = \cos \theta^p - \cos \theta, \quad z_2 = h_{ки}^p - h_{ки}^э, \quad (1)$$

где z_1 представляет собой разность косинусов расчетного θ^p и измеренного θ углов между ортами векторов кинетических моментов „виртуального“ и реального БЭСГ; z_2 — первый элемент вектора

$$\mathbf{Z}_2 = \mathbf{h}_{ки}^p - \mathbf{h}_{ки}^э,$$

$\mathbf{h}_{ки}^p, \mathbf{h}_{ки}^э$ — расчетные (прогнозируемые) и эталонные значения орта реального БЭСГ в проекциях на оси квазиинерциальной СК.

Алгоритмы прогнозирования ухода $\mathbf{h}_{ки}^p$ БЭСГ (расчетные значения орта кинетического момента гироскопа) в инерциальной СК приведены в работах [2, 6].

Эталонные значения орта $\mathbf{h}_{ки}^э$ формируются следующим образом:

$$\mathbf{h}_{ки}^э = \mathbf{C}_{ки}^и \mathbf{C}_и^o \mathbf{C}_о^{кн} \mathbf{h}_{кн},$$

где $\mathbf{C}_{ки}^и$ — матрица, определяющая положение квазиинерциальной СК относительно инерци-

альной, равна значению матрицы $(C_{\text{и}}^q)^T$ в моменты коррекции положения БЭСГ; $C_{\text{о}}^{\text{кн}}$ — матрица ориентации измерительных осей БЭСГ относительно осей, связанных с НПА, определяется при калибровке БЭСГ в условиях стенда; $C_{\text{и}}^{\text{о}}$ — матрица ориентации НПА относительно инерциальной СК, вычисляется по информации, поступающей от инерциального измерительного модуля на ММД о курсе и углах качки, а также значениям координат места от навигационной системы счисления пути.

Полагая, что погрешности измерительного модуля на ММД по параметрам ориентации, погрешности счисления координат места, а также уходы БЭСГ малы, линеаризованные измерения (1) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} z_1 &= -\sin \theta (c_{11}c_{r32} - c_{21}c_{r31})\alpha - \sin \theta (c_{21}c_{r33} - c_{31}c_{r32})\beta - \sin \theta (-c_{11}c_{r33} + c_{31}c_{r31})\gamma + w_1, \\ z_2 &= (h_{r1}c_{r12} - h_{r2}c_{r11})\alpha + (h_{r2}c_{r13} - h_{r3}c_{r12})\beta + (-h_{r1}c_{r13} + h_{r3}c_{r11})\gamma + w_2, \end{aligned} \quad (2)$$

где α, β, γ — погрешности измерительного модуля на ММД в решении задачи ориентации (α — по курсу, β, γ — в моделировании вертикали места); c_{nm}, c_{rnm} ($n, m = 1, 2, 3$) — элементы матриц $C_{\text{Г}}^{\text{и}}, C_{\text{ки}}^{\text{Г}}$ соответственно; h_l ($l = r1, r2, r3$) — проекции вектора $\mathbf{h}_{\text{кн}}$ на географические оси; w_1, w_2 — шумы измерений, включающие погрешности списывающих устройств БЭСГ, его уходы в инерциальной СК и погрешности вычисления навигационной системой счисления пути координат места.

Значения z_1 и z_2 дополняют известные [4] скоростные измерения, формируемые с использованием данных, поступающих от ГАЛ, а также измерения глубиномера:

$$\left. \begin{aligned} z_3 &= V_{r1}^{\text{БГГК}} - V_{r1}^{\text{ГАЛ}} = \Delta V_{r1} - V_{r2}\alpha + V_{\text{тг1}} + w_3, \\ z_4 &= V_{r2}^{\text{БГГК}} - V_{r2}^{\text{ГАЛ}} = \Delta V_{r2} - V_{r1}\alpha + V_{\text{тг2}} + w_4, \\ z_5 &= h^{\text{БГГК}} - h_{\text{тл}} = \Delta h + w_5, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $\Delta V_{r1}, \Delta V_{r2}, \Delta h$ — погрешности БГГК по восточной и северной составляющим вектора линейной скорости и глубине погружения; $w_3 = -\delta V_{o1} \cos K - \delta V_{o2} \sin K$, $w_4 = \delta V_{o1} \sin K - \delta V_{o2} \cos K$ — шумы измерений, включающие $\delta V_{o1}, \delta V_{o2}$ — инструментальные погрешности ГАЛ; $w_5 = -\delta h_{\text{тл}}$ — погрешность глубиномера; $V_{\text{тг1}}, V_{\text{тг2}}$ — восточная и северная составляющие морских течений.

Модель погрешностей. В упрощенном виде модель погрешностей БГГК (без учета аномалий гравитационного поля Земли) может быть представлена следующими выражениями [4]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\alpha} &= \omega_{r2}\beta - \omega_{r1}\gamma + \text{tg}\varphi \frac{\Delta V_{r1}}{R} + \left(\Omega \cos \varphi + \frac{V_{r1}}{R \cos^2 \varphi} \right) \Delta \varphi - \Delta \omega_{r3}, \\ \dot{\beta} &= -\omega_{r2}\alpha + \omega_{r3}\gamma - \frac{\Delta V_{r2}}{R} - \Delta \omega_{r1}, \\ \dot{\gamma} &= \omega_{r1}\alpha - \omega_{r3}\beta + \frac{\Delta V_{r1}}{R} - \left(\Omega \sin \varphi \right) \Delta \varphi - \Delta \omega_{r2}, \\ \Delta \dot{V}_{r1} &= n_{r2}\alpha - n_{r3}\gamma + \Delta a_{r1} - \delta a_{Br1}, \\ \Delta \dot{V}_{r2} &= -n_{r1}\alpha + n_{r3}\beta + \Delta a_{r2} - \delta a_{Br2}, \\ \Delta \dot{V}_{r3} &= n_{r1}\gamma - n_{r2}\beta + \Delta a_{r3} - \delta a_{Br3} - \delta g, \\ \Delta \dot{h} &= \Delta V_{r3}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Здесь $\Delta\varphi$ — погрешность навигационной системы счисления пути в выработке географической широты; $\Delta\omega_l, \Delta a_l$ ($l=\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$) — проекции нескомпенсированных дрейфов ММГ и ММА на географические оси; $\delta a_{B\Gamma_1}, \delta a_{B\Gamma_2}, \delta a_{B\Gamma_3}$ — погрешности компенсации составляющих кориолисова ускорения по соответствующим осям; $\delta g \cong -2\zeta^2 \Delta h$ — погрешность компенсации ускорения силы тяжести; R — средний радиус Земли; Ω — угловая скорость суточного вращения Земли; ζ — шулеровская частота; ω_l и n_l ($l=\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$) — текущие значения составляющих вектора угловой скорости вращения географического трехгранника и вектора кажущегося ускорения.

При формировании расчетной модели погрешностей навигационного режима работы БГГК использовались также следующие аппроксимации:

— смещения нулей ММА $\Delta\bar{a}_0$ и ММГ $\Delta\bar{\omega}_0$ были аппроксимированы (из-за отсутствия достоверных данных об их спектральном составе) соответствующими винеровскими процессами;

— проекции скорости морских течений аппроксимированы марковскими процессами первого порядка с параметрами $\sigma = 0,2$ узла, $\mu = 1/5400$ с⁻¹;

— погрешности в счислении координат места и уходы БЭСГ в инерциальной СК аппроксимированы дискретными белыми шумами с известными дисперсиями на частоте формирования измерений.

В таком случае расчетная модель погрешностей БГГК будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \Phi_{k+1/k} \mathbf{x}_k + \Gamma_{k+1} \mathbf{w}_k, \\ \mathbf{z}_{k+1} &= \mathbf{H}_{k+1} \mathbf{x}_{k+1} + \mathbf{v}_{k+1}, \end{aligned} \quad (5)$$

где

$$\mathbf{x} = [\alpha \quad \beta \quad \gamma \quad \Delta V_{\Gamma_1} \quad \Delta V_{\Gamma_2} \quad \Delta V_{\Gamma_3} \quad \Delta h \quad \Delta\bar{\omega}_{01} \quad \Delta\bar{\omega}_{02} \quad \Delta\bar{\omega}_{03} \quad \Delta\bar{a}_{01} \quad \Delta\bar{a}_{02} \quad \Delta\bar{a}_{03} \quad V_{\Gamma_1} \quad V_{\Gamma_2}]^T \quad (6)$$

— вектор состояния системы; $\Phi_{k/k+1}$ — переходная на шаге измерений $T_z = t_{k+1} - t_k$ матрица состояния системы (5),

$$\begin{aligned} \Phi_{j/j+1} &\cong \mathbf{E}_{n \times n} + \mathbf{F}(t_j) dT + \frac{1}{2} [\mathbf{F}(t_j) dT]^2 + \dots; \\ \Phi_{k/j+1} &= \Phi_{j/j+1} \Phi_{k/j}; \end{aligned}$$

при $j = k$ $\Phi_{k/j+1} = \Phi_{k/k+1}$ — искомое значение переходной матрицы Φ_{k+1} ; $\Phi_{k/j} = \mathbf{E}_{n \times n}$. Здесь $\mathbf{E}_{n \times n}$ — единичная (15×15)-матрица; j — оператор дискретности на рабочей частоте dT ; k — оператор дискретности на частоте измерений Tz ; $\mathbf{F}(t_j)$ — матрица динамики системы, соответствующая модели (4) и принятым допущениям; $\Gamma_{k+1} \cong \Phi_{k+1} dT$ — матрица, определяющая влияние вектора входных шумов \mathbf{w}_k с ковариациями \mathbf{Q}_k ; \mathbf{H}_{k+1} — матрица измерений, соответствующая уравнениям (2), (3).

Результаты моделирования. Для анализа точности БГГК в навигационном режиме работы в полярных широтах ($\varphi = 85^\circ$) осуществлялось численное моделирование задачи ориентации в среде MatLab с использованием пакета Simulink. При этом решалась задача оценивания вектора состояния (6) при измерениях (1) и (3).

Принимались следующие исходные значения для БЭСГ:

— начальная ориентация вектора кинетического момента БЭСГ — в плоскости земного экватора с погрешностью выставки около 15', погрешности начальной калибровки коэффициентов его модели ухода — 0,03 град/ч;

погрешности ММГ в проекциях на оси ($l = o_1, o_2, o_3$) объекта:

- нестабильность масштабных коэффициентов — случайные величины с уровнем 0,3 %;
- $\Delta\bar{\omega}_l$ — систематические составляющие дрейфов, которые характеризуют смещение нулей от пуска к пуску — случайные величины с уровнем 40 град/ч;
- $\Delta\omega_l$ — случайные составляющие дрейфов, которые характеризуют дрейф нуля в пуске — марковские процессы первого порядка $\sigma=6$ град/ч, $\mu=1/600$ с⁻¹;
- флуктуационные составляющие дрейфов — дискретные белые шумы на рабочей частоте $\sigma=100$ град/ч;

погрешности ММА в проекциях на оси ($l = o_1, o_2, o_3$) объекта:

- нестабильность масштабных коэффициентов линейных акселерометров — случайные величины с уровнем 1 %;
- $\Delta\bar{a}_l$ — смещение нулей линейных акселерометров — случайные величины с уровнем 0,01 м/с²;
- Δa_l — дрейфы нулей линейных акселерометров — марковские процессы первого порядка $\sigma=0,003$ м/с², $\mu=0,01$ с⁻¹;
- флуктуационные составляющие погрешностей акселерометров — дискретные белые шумы на рабочей частоте $\sigma=0,1$ м/с²;

гидроакустический лаг:

- флуктуационные составляющие погрешностей $\sigma=0,1$ м/с.

На рис. 2 приведен график погрешности БГГК по курсу и углам качки при работе в навигационном режиме.

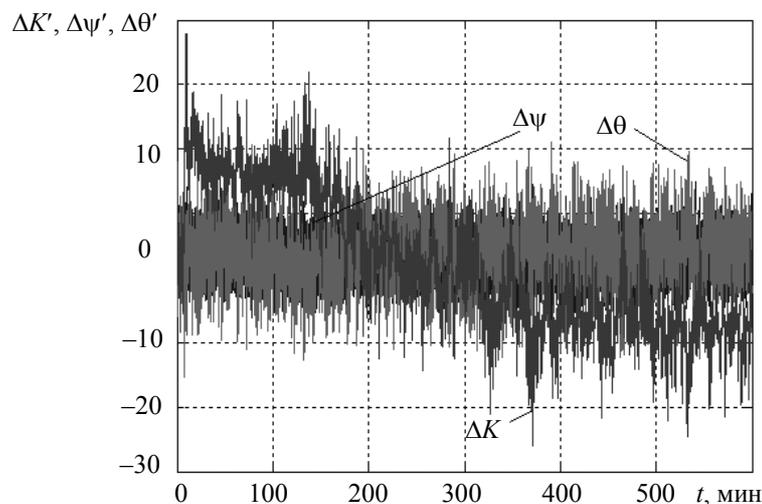


Рис. 2

В работе рассмотрена схема построения бескарданного гироскопизонта на бескарданном электростатическом гироскопе и микромеханических датчиках, приведены алгоритмы навигационного режима работы. Показано, что за 10 часов работы погрешности бескарданного гироскопизонта не превышают по курсу — 20, а по углам качки — 15 угловых минут.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Интегрированная система Seapath 200. Product Manuals — Seapath 200. Seatex AS. Trondheim, Norway, 1998.
2. Емельянец Г. И., Лочехин А. В. Начальная выставка и калибровка бескарданного гироскопизонта на электростатическом гироскопе и микромеханических датчиках // Науч.-технич. вестн. СПбГУ ИТМО. 2009. № 5. С. 62—69.

3. Landau B. Ye., Gurevich S. S., Yemelyantsev G. I., Levin S. L., Odintsov B. V., Romanenko S. G. The Results of Calibration of Electrostatic Gyroscopes in a Strapdown Attitude Reference System // Intern. Conf. on Integrated Navigation Systems. St. Petersburg, Russia, 2008. P. 132—138.
4. Анучин О. Н., Емельянцеv Г. И. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2003. 390 с.
5. Блажнов Б. А., Волынский Д. В., Емельянцеv Г. И., Несенюк Л. П., Степанов А. П. Интегрированная инерциально-спутниковая система ориентации и навигации с микромеханическим инерциальным модулем. Результаты испытаний на автомобиле // Гироскопия и навигация. 2008. № 4(63). С. 77.
6. Емельянцеv Г. И., Ландау Б. Е., Левин С. Л., Романенко С. Г. Об уточнении модели дрейфов электростатических гироскопов бескарданной инерциальной системы ориентации и о методике их калибровки на стенде и в условиях орбитального космического аппарата // Гироскопия и навигация. 2008. № 1(60). С.43—54.

Сведения об авторах

- Геннадий Иванович Емельянцеv** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра информационно-навигационных систем;
E-mail: Emel@mail.ifmo.ru
- Алексей Владимирович Лочехин** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра информационно-навигационных систем; E-mail: alex@infom.su

Рекомендована кафедрой
информационно-навигационных систем

Поступила в редакцию
29.04.10 г.

О. А. СТЕПАНОВ, А. Б. ТОРОПОВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ МОНТЕ-КАРЛО В ЗАДАЧЕ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

Исследуется возможность применения последовательных методов Монте-Карло в задаче корреляционно-экстремальной навигации при учете изменчивости оцениваемого вектора. Обсуждаются особенности применения таких методов и предлагается алгоритм, основанный на апостериорной (повторной) существенной выборке.

Ключевые слова: метод Монте-Карло, фильтрация, точность, навигация.

Введение. В последнее время значительное развитие получили рекуррентные алгоритмы решения задач нелинейной фильтрации, основанные на последовательных методах Монте-Карло. К ним, в частности, относятся частичные фильтры (particle filters), бутстрэп (bootstrap) фильтры и ряд их модификаций [1—3]. В настоящей работе исследуется возможность применения аналогичных алгоритмов в задаче корреляционно-экстремальной навигации. Особенность этой задачи заключается в ее нелинейном и протяженном во времени характере, что обуславливает необходимость учета изменчивости оцениваемого вектора. Обычно такой учет осуществляется путем сведения исходной нелинейной задачи к некоторому линейному аналогу [4], что при определенных условиях приводит к снижению точности решения. В настоящей работе предлагается учитывать изменчивость в рамках нелинейной постановки задачи при ее решении с использованием последовательных методов Монте-Карло.

Постановка задачи корреляционно-экстремальной навигации. Задача корреляционно-экстремальной навигации может быть сформулирована следующим образом [4]. Пусть известны значения параметров $\tilde{\varphi}_i, \tilde{\lambda}_i$ некоторой навигационной системы в i -е моменты времени

$$\tilde{\varphi}_i = \varphi_i + \Delta\varphi_i, \quad \tilde{\lambda}_i = \lambda_i + \Delta\lambda_i, \quad (1)$$

где φ_i, λ_i — истинные координаты объекта; $\Delta\varphi_i, \Delta\lambda_i$ — погрешность определения координат. Предположим, что имеются скалярные измеренные параметры некоторого геофизического поля, например, рельефа дна:

$$\mathbf{y}_i = \psi(\varphi_i, \lambda_i) + \chi + v_i, \quad i = \overline{1, m}, \quad (2)$$

где $\psi(\varphi_i, \lambda_i)$ — известная функция, описывающая зависимость рельефа (глубин) дна от координат; χ и v_i — систематическая и флуктуационная составляющие ошибок измерений. Введем функцию $\psi(\varphi_i, \lambda_i) = \psi(\tilde{\varphi}_i - \Delta\varphi_i, \tilde{\lambda}_i - \Delta\lambda_i) = s_i(\Delta\varphi_i, \Delta\lambda_i)$ и векторы $\boldsymbol{\theta}_i = [\Delta\varphi_i \quad \Delta\lambda_i]^T$ и $\mathbf{x}_i^T = [\chi \quad \boldsymbol{\theta}_i^T]$. Тогда, используя модель для вектора \mathbf{x}_i , задачу корреляционно-экстремальной навигации можно сформулировать как задачу фильтрации вектора

$$\mathbf{x}_i = \boldsymbol{\Phi}_i \mathbf{x}_{i-1} + \boldsymbol{\Gamma}_i \mathbf{w}_i \quad (3)$$

с использованием результатов измерений

$$\mathbf{y}_i = s_i(\boldsymbol{\theta}_i) + \chi + v_i, \quad (4)$$

где \mathbf{w}_i — вектор шумов; $\boldsymbol{\Phi}_i, \boldsymbol{\Gamma}_i$ — известные матрицы. Будем полагать, что \mathbf{w}_i и v_i

представляют собой центрированные гауссовы, дискретные, белые шумы с матрицей ковариации \mathbf{Q} и дисперсией \mathbf{R} . Вектор начальных условий \mathbf{x}_0 также полагаем центрированным гауссовым с известной матрицей ковариаций $\mathbf{P}_{\mathbf{x}_0}$.

Суть задачи фильтрации заключается в следующем. Располагая накопленными к текущему моменту времени i результатами измерений $\mathbf{Y}_i = [\mathbf{y}_1^T, \mathbf{y}_2^T, \dots, \mathbf{y}_i^T]^T$, необходимо найти алгоритм вычисления оптимальных по среднему квадратическому отклонению (СКО) оценок $\hat{\mathbf{x}}_i(\mathbf{Y}_i)$ последовательности (3), минимизирующих критерий $J_i = M \left\{ (\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i(\mathbf{Y}_i))^T (\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i(\mathbf{Y}_i)) \right\}$, и соответствующую матрицу ковариаций их ошибок. Известно, что это может быть сделано с помощью следующих выражений [4]:

$$\hat{\mathbf{x}}_i^{\text{opt}}(\mathbf{Y}_i) = \int \mathbf{x}_i f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i) d\mathbf{X}_i, \quad \mathbf{P}_i^{\text{opt}}(\mathbf{Y}_i) = \int (\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i(\mathbf{Y}_i)) (\mathbf{x}_i - \hat{\mathbf{x}}_i(\mathbf{Y}_i))^T f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i) d\mathbf{X}_i, \quad (5)$$

в которых $f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i)$ — апостериорная функция плотности распределения вероятности для составного вектора $\mathbf{X}_i = [\mathbf{x}_1^T, \dots, \mathbf{x}_i^T]^T$. Таким образом, задача корреляционно-экстремальной навигации в предложенной постановке сводится к вычислению интегралов (5). Для ее решения разработаны эффективные алгоритмы для случая, когда порождающие шумы отсутствуют, а матрица Φ_i — единичная. Если оцениваемый вектор изменчивый, то для вычисления интегралов можно использовать последовательные методы Монте-Карло.

В дальнейшем рассматривается простейший случай, когда считается, что матрица Φ_i также единичная, \mathbf{w}_i — двумерные векторы, матрица $\Gamma_i^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, т.е. считается, что ошибки θ_i описываются винеровскими последовательностями.

Простейший последовательный метод Монте-Карло. Запишем выражение для апостериорной плотности распределения вероятности в виде

$$f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i) = \frac{f(\mathbf{Y}_i / \mathbf{X}_i) f(\mathbf{X}_i)}{\int f(\mathbf{Y}_i / \mathbf{X}_i) f(\mathbf{X}_i) d\mathbf{X}_i},$$

где $f(\mathbf{Y}_i / \mathbf{X}_i)$ — функции правдоподобия, $f(\mathbf{X}_i)$ — априорная плотность распределения вероятности составного вектора.

Предположим, что имеется \mathbf{X}_i^j — выборка случайных векторов, соответствующих $f(\mathbf{X}_i)$, тогда оценка и матрица ковариаций (5) могут быть вычислены с помощью метода Монте-Карло. В результате получим формулы [4]

$$\hat{\mathbf{x}}_i(\mathbf{Y}_i) \approx \hat{\mathbf{x}}_i^{\text{MC}}(\mathbf{Y}_i) = \sum_{j=1}^L q_i^j \mathbf{x}_i^j, \quad \mathbf{P}_i(\mathbf{Y}_i) \approx \mathbf{P}_i^{\text{MC}}(\mathbf{Y}_i) = \sum_{j=1}^L q_i^j \left(\mathbf{x}_i^j - \hat{\mathbf{x}}_i^{\text{MC}}(\mathbf{Y}_i) \right) \left(\mathbf{x}_i^j - \hat{\mathbf{x}}_i^{\text{MC}}(\mathbf{Y}_i) \right)^T, \quad (6)$$

где q_i^j — нормированные веса, определяемые как

$$q_i^j = \tilde{q}_i^j / \sum_{j=1}^L \tilde{q}_i^j, \quad (7)$$

$\tilde{q}_i^j = f(\mathbf{Y}_i / \mathbf{X}_i^j)$ — ненормированные веса. Формулы (6) и (7) могут быть получены, если полагать, что для функции $f(\mathbf{X}_i)$ используется аппроксимация в виде [5]:

$$f(\mathbf{X}_i) \approx \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \delta(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_i^j), \quad (8)$$

где $\delta(\bullet)$ — многомерная дельта-функция. Соответственно плотность распределения вероятности $f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i)$ может быть записана как

$$f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i) \approx \sum_{j=1}^L q_i^j \delta(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_i^j). \quad (9)$$

Отличительная особенность приведенных выше соотношений заключается в том, что ненормированные веса могут вычисляться с помощью рекуррентных соотношений

$$\tilde{q}_i^j = f(\mathbf{y}_i / \mathbf{x}_i^j) \tilde{q}_{i-1}^j, \quad \tilde{q}_{i-1}^j = f(\mathbf{Y}_{i-1} / \mathbf{X}_{i-1}^j), \quad (10)$$

поскольку $f(\mathbf{Y}_i / \mathbf{X}_i^j) = f(\mathbf{y}_i / \mathbf{Y}_{i-1}, \mathbf{X}_i^j) f(\mathbf{Y}_{i-1} / \mathbf{X}_i^j) = f(\mathbf{y}_i / \mathbf{x}_i^j) f(\mathbf{Y}_{i-1} / \mathbf{X}_{i-1}^j)$. Входящая в это выражение функция $f(\mathbf{y}_i / \mathbf{x}_i^j)$ легко вычисляется с использованием выражения (4).

Для вычисления выражения (9) необходимо промоделировать L выборок случайных векторов в соответствии с функцией $f(\mathbf{X}_i)$. Такие выборки могут быть получены рекуррентно с использованием \mathbf{X}_{i-1}^j и соотношений (3).

Однако анализ выражения (10) показывает, что для вычисления оценки и матрицы ковариаций (6) на каждом шаге достаточно иметь только выборки \mathbf{x}_{i-1}^j , с использованием которых формируется выборка \mathbf{X}_i^j , $j = \overline{1, L}$. Таким образом, становится очевидным, что на каждом i -м шаге нет необходимости хранить в памяти всю „предысторию“, т.е. выборки \mathbf{X}_{i-2}^j .

При использовании соотношений (6) наибольший вклад в результат вычислений оказывают выборки, расположенные в областях, где апостериорная плотность существенно отличается от нуля. Поскольку при использовании простейшего последовательного метода выборка формируется в соответствии с априорной плотностью распределения вероятности $f(\mathbf{X}_i)$, то значительное число элементов выборки этому требованию не удовлетворяет. В результате с течением времени может возникнуть ситуация, когда значения всех весов (6) станут близкими к нулю, что в полной мере проявилось при попытке применения этого метода в рассматриваемой задаче корреляционно-экстремальной навигации. Эта проблема известна как проблема „вырождения“ алгоритма [5].

Существуют два основных метода преодоления этой проблемы: метод существенной функции и метод апостериорной (повторной) существенной выборки [5] — в настоящей работе используем второй.

Последовательный метод Монте-Карло с апостериорной существенной выборкой. Поясним идею применения метода апостериорной существенной выборки для решения задачи фильтрации. Запишем выражение для апостериорной плотности распределения вероятности в виде

$$f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_i) = \frac{f(\mathbf{y}_i / \mathbf{x}_i) f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_{i-1})}{\int f(\mathbf{y}_i / \mathbf{x}_i) f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_{i-1}) d\mathbf{X}_i}, \quad (11)$$

где $f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_{i-1})$ — плотность прогноза. Предположим, то имеется выборка \mathbf{X}_{i-1}^j , полученная в соответствии с этой плотностью, тогда можем записать

$$f(\mathbf{X}_i / \mathbf{Y}_{i-1}) \approx \frac{1}{L} \sum_{j=1}^L \delta(\mathbf{X}_i - \mathbf{X}_{i-1}^j). \quad (12)$$

Чтобы сформировать выборку \mathbf{X}_i^j , соответствующую $f(\mathbf{X}_i/\mathbf{Y}_i)$, необходимо рассчитать [6]

$$\mu_i^j = f(\mathbf{y}_i/\mathbf{x}_i^j) \quad (13)$$

и промоделировать выборку случайных величин $[\tilde{\mathbf{x}}_i^1 \dots \tilde{\mathbf{x}}_i^L]$ в соответствии с дискретным законом распределения, задаваемым множеством $[\mathbf{x}_i^1 \dots \mathbf{x}_i^L]$. Каждому элементу этого множества соответствует вероятность q_i^j , вычисляемая по формуле (7), в которой $\tilde{q}_i^j = \mu_i^j$. Затем для вычисления $f(\mathbf{X}_{i+1}/\mathbf{Y}_i) = f(\mathbf{x}_{i+1}/\mathbf{x}_i)f(\mathbf{X}_i/\mathbf{Y}_i)$ необходимо промоделировать выборку в соответствии с плотностью распределения вероятности $\sum_{j=1}^L f(\mathbf{x}_{i+1}/\tilde{\mathbf{x}}_i^j)$, которая используется

на следующем шаге для формирования $[\tilde{\mathbf{x}}_{i+1}^1 \dots \tilde{\mathbf{x}}_{i+1}^L]$. Описанная процедура повторяется на каждом шаге, благодаря чему обеспечивается рекуррентный характер алгоритма фильтрации. Эффективность применения описанной процедуры в задаче корреляционно-экстремальной навигации проиллюстрирована на рис. 1 (*а* — график апостериорной плотности распределения вероятности; *б* — априорная выборка (серый цвет) и апостериорная выборка (черный); *в* и *г* — изолинии апостериорной плотности на фоне априорной и апостериорной выборки соответственно).

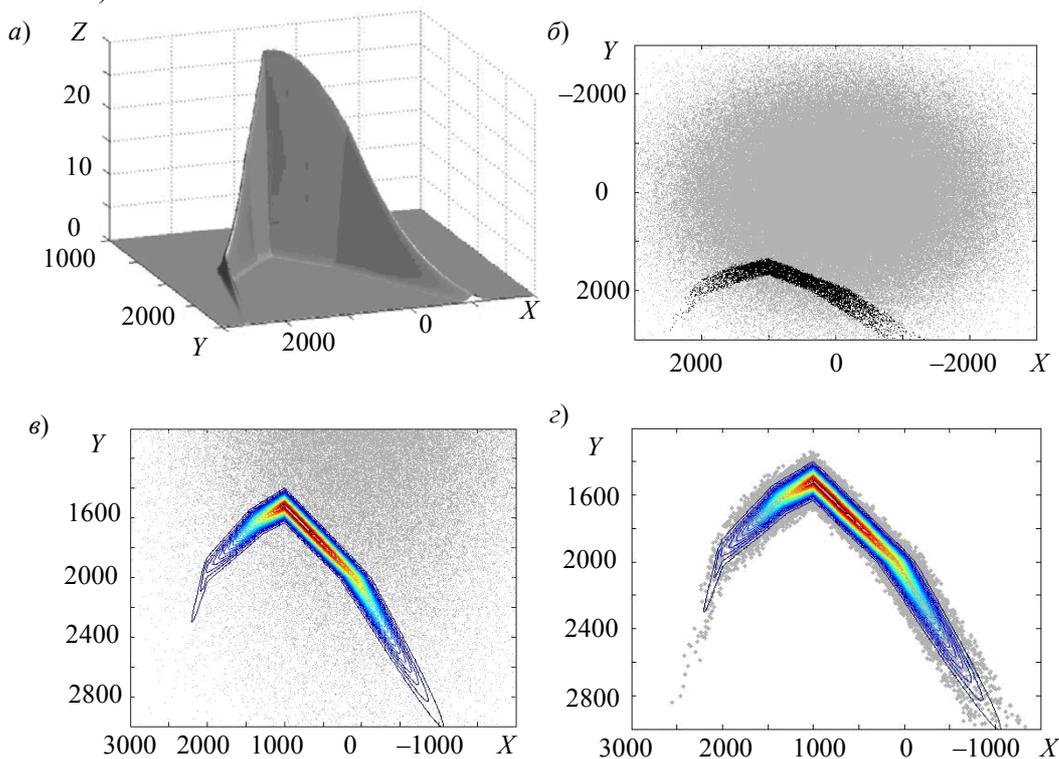


Рис. 1

Из представленного примера видно, что в результате применения описанной процедуры удается сформировать выборку, соответствующую апостериорной плотности распределения вероятности, в результате чего удается преодолеть проблему вырождения алгоритма. Бутстрэп-фильтр (В-фильтр), использующий такую процедуру, был впервые предложен в работе [2].

Результаты моделирования. Для оценки эффективности применения В-фильтра в задаче корреляционно-экстремальной навигации было проведено моделирование на участках поля рельефа с углами наклона в пределах $0\text{--}20^\circ$. Предполагалось, что информация о поле рельефа представлена в виде его значений в узлах равномерной сетки с расстояниями между

узлами, равными 30Δ . Средние квадратические отклонения для ошибок по каждой координате принимались равными 30Δ . СКО систематической составляющей погрешности выбиралось равным 5Δ . Общее число используемых измерений, выполняемых с шагом 30Δ , принималось равным 35. СКО шума измерений составляло 0,05—2 % от среднего значения глубины на участке движения. СКО порождающих шумов принималось равным 5Δ .

При моделировании вычислялись характеристики точности, формируемые с использованием метода статистических испытаний [7]. Число реализаций метода Монте-Карло для расчета безусловных СКО принималось равным 1000, число реализаций L при использовании В-фильтра равнялось 625. Результаты моделирования приведены на рис. 2 (действительные 1 и расчетные 2 СКО оценок с использованием В-фильтра: a — $в$ — с учетом изменчивости, $г$ — без учета изменчивости; $a, г$ — ошибка по широте, $б$ — по долготе, $в$ — погрешность карты).

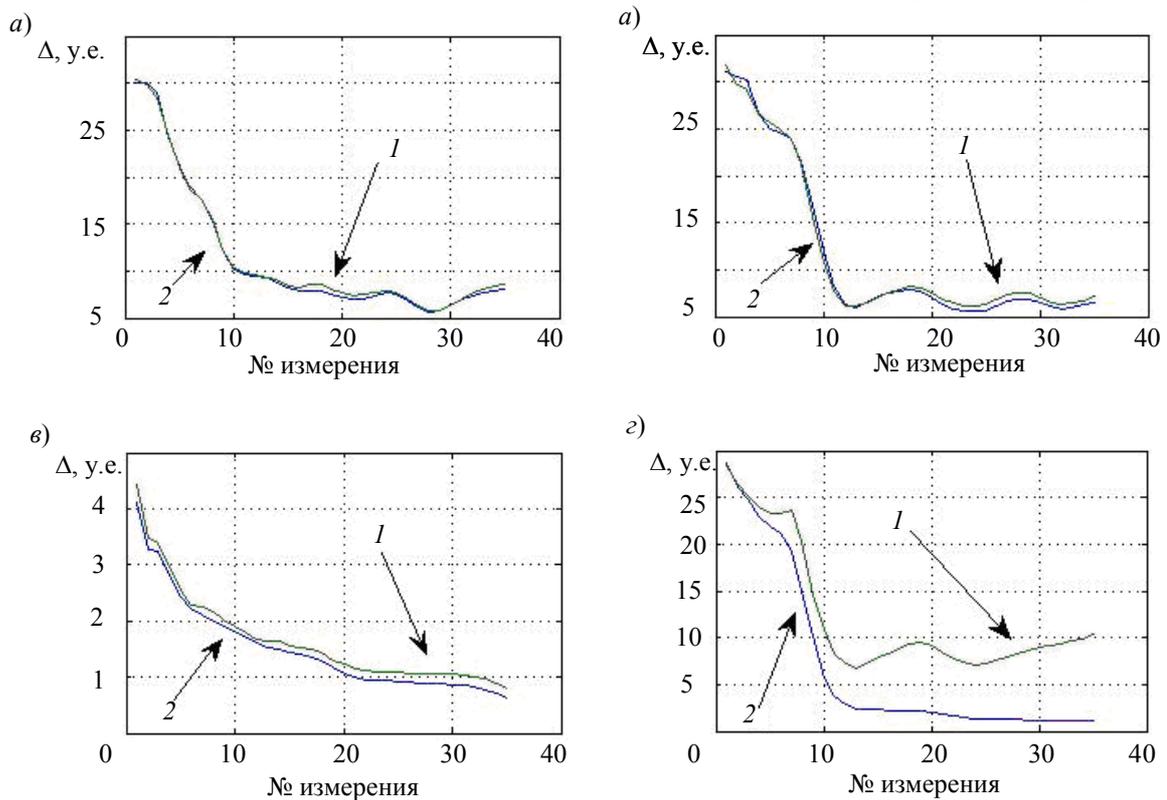


Рис. 2

С целью сопоставления на рис. 2, $г$ приведены действительные и расчетные СКО, соответствующие В-фильтру для одной из компонент вектора состояния, когда изменчивость ошибок навигационной системы в модели не учитывалась, т.е. в условиях, когда для случая винеровских моделей расчетная модель соответствовала неизменному во времени вектору.

Из представленных результатов следует, что применение В-фильтра позволяет решать рассматриваемую задачу фильтрации в условиях изменчивости ошибок навигационной системы. Подтверждением правильности получаемых результатов, в частности, служит совпадение расчетной и действительных характеристик точности.

Выводы. Проведенные исследования подтвердили эффективность применения последовательного метода Монте-Карло, основанного на апостериорной (повторной) существенной выборке, для решения задачи корреляционно-экстремальной навигации. В дальнейшем планируется реализовать эти методы при решении задачи корреляционно-экстремальной навигации в случае, когда используется более сложная модель ошибок навигационной системы.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 09-08-00828а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Arulampalam S., Maskell S., and Gordon N.* A Tutorial on Particle Filters for on-line nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking. DSTO 2001, IEEE 2001.
2. *Gordon N. J., Salmond D. J., and Smith A. F. M.* Novel approach to nonlinear/non-Gaussian Bayesian state estimate // IEEE Proc. Pt. F. 1993. Vol. 140, N 2. P. 107—113.
3. *Doucet A., de Freitas N., and Gordon N. J.* Sequential Monte Carlo Methods in Practice. NY: Springer-Verlag, 2001. P. 581.
4. *Степанов О. А.* Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2003. 369 с.
5. *Doucet A.* On sequential simulation-based methods for Bayesian filtering // Technical Report CUED/FINFENG/ TR 310. Department of Engineering, Cambridge University, 1998. P. 26.
6. *Smith A. F. M. and Gelfand A. E.* Bayesian statistics without tears: a sampling-resampling perspective // Amer. Stat. 1992. Vol. 46. P. 84—88.
7. *Степанов О. А.* Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. СПб: ЦНИИ „Электроприбор“, 2009. 496 с.

Сведения об авторах**Олег Андреевич Степанов**

— д-р техн. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра информационно-навигационных систем; E-mail: ostepanov@eprib.ru

Антон Борисович Торопов

— ЦНИИ „Электроприбор“, Санкт-Петербург; научный сотрудник; E-mail: toropov_a@mail.ru

Рекомендована кафедрой
информационно-навигационных системПоступила в редакцию
07.05.10 г.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.391.82

А. Ю. Янушковский, А. В. Кривошейкин

ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДЕМОДУЛЯТОРА В СИСТЕМАХ С КВАДРАТУРНОЙ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Предложен метод нахождения допусков на параметры демодулятора в цифровых системах связи, применяющих квадратурную амплитудно-фазовую модуляцию (например, в системе цифрового кабельного телевидения). Дан вывод выражения, связывающего отклонение параметра демодулятора и вероятность ошибки.

Ключевые слова: отклонение вероятности ошибки, квадратурная амплитудно-фазовая модуляция, допуск на параметры, расстояния между сигналами, поле сигналов, квадратурные каналы, пороговые уровни, чувствительность.

Введение. Основные результаты классической теории помехоустойчивости [1] получены в предположении, что появление ошибок в канале связи вызывают присутствующие в нем аддитивные или мультипликативные помехи. Между тем к ошибкам впоследствии могут привести дестабилизирующие факторы, возникающие в процессе производства и эксплуатации приемопередающей аппаратуры. Таким образом, значения параметров аппаратуры отклоняются от номинальных, и как следствие — реальная вероятность ошибки отклоняется от значения, полученного с использованием теории помехоустойчивости [1].

В настоящее время широкое применение нашли системы многоуровневой квадратурной амплитудно-фазовой модуляции (КАМ), чувствительные к этим факторам. Поэтому необходимо установить зависимость отклонения вероятности ошибки от отклонения параметров аппаратуры и найти допуск на параметры аппаратуры при заданном допуске на отклонение вероятности ошибки. Способ решения этих задач применительно к демодулятору системы КАМ рассматривается в предлагаемой статье.

Квадратурная амплитудная модуляция заключается в одновременной амплитудной модуляции двумя сигналами двух квадратурных составляющих несущей с частотой ω_0 и получении суммарного сигнала.

Для демодуляции используется синхронное детектирование, заключающееся в умножении сигнала на $\cos\omega_0 t$ и на $\sin\omega_0 t$ с последующим подавлением высокочастотных составляющих фильтром низкой частоты [2].

Если для каждой из квадратурных составляющих зафиксировать 16 уровней, то в результате получится модуляция (манипуляция) 256 КАМ с 256 возможными комбинациями амплитуды и фазы несущей частоты. Эти 256 комбинаций образуют так называемое „созвездие“ — диаграмму, каждая из 256 точек на которой является вершиной вектора, длина которого соответствует амплитуде, а угол наклона к оси — фазе колебания несущей частоты.

Каждому из 256 сочетаний амплитуды и фазы колебания несущей частоты в системе цифрового телевидения DVB C соответствует одно из 256 возможных сочетаний четырех битов двоичного сигнала [3].

Основные расчетные соотношения. Вероятность ошибочного приема сигнала с КАМ находится по формуле:

$$P = \sum_{l=1}^m \left[p(s_l) \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^m p(s_j / s_l) \right], \quad (1)$$

где $p(s_l)$ — вероятность передачи l -го сигнала s_l , $p(s_j / s_l)$ — вероятность ошибочного приема сигнала s_j при условии, что был передан сигнал s_l , m — число уровней сигнала, т.е. число возможных сигналов в поле сигналов КАМ. Здесь под вероятностью ошибочного приема сигнала понимается вероятность ошибочного приема символа, содержащего $k = \frac{\ln m}{\ln 2}$ бит.

Считая, что в передаче появление всех сигналов равновероятно, т.е. $p(s_l) = 1/m$, запишем (1) в виде

$$P = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m \left[\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^m p(s_j / s_l) \right]. \quad (2)$$

Примем, что наибольший вклад в вероятность ошибки вносит ошибочный прием четырех соседних сигналов, ближайших к сигналу s_l , так как при всех реальных значениях вероятности ошибки, при которых передача данных еще имеет смысл, вероятность превышения последующего порогового уровня на порядок меньше, чем соседнего, и поэтому может не учитываться [4]. Поэтому при суммировании вероятностей ошибки приема пренебрежем всеми составляющими за исключением четырех ближайших:

$$P = \frac{1}{m} \sum_{l=1}^m [p(s_{l+1} / s_l) + p(s_{l+2} / s_l) + p(s_{l+3} / s_l) + p(s_{l+4} / s_l)]. \quad (3)$$

Формула (3) справедлива только в случае, когда для переданного сигнала s_l имеются все четыре ближайших сигнала. Однако на краях звездного поля КАМ, в том числе при $l=m$ (это зависит от принятой нумерации сигналов), это условие не выполняется. Здесь и далее пренебрегается этим обстоятельством, так как таких сигналов значительно меньше, чем тех, для которых формула (3) справедлива, и их вклад в вероятность ошибки незначителен.

Вероятность ошибочного приема одного сигнала при передаче другого зависит от расстояния между ними, которое соответствует энергии разности двух соседних сигналов созвездия КАМ [4]. В системе КАМ расстояния между соседними сигналами одинаковы, поэтому справедливы соотношения:

$$\begin{aligned} p\left(\frac{s_{l+1}}{s_l}\right) &= p\left(\frac{s_2}{s_1}\right), & p\left(\frac{s_{l+2}}{s_l}\right) &= p\left(\frac{s_3}{s_1}\right), & p\left(\frac{s_{l+3}}{s_l}\right) &= p\left(\frac{s_4}{s_1}\right), \\ p\left(\frac{s_{l+4}}{s_l}\right) &= p\left(\frac{s_5}{s_1}\right), & l &= \overline{1, m}. \end{aligned} \quad (4)$$

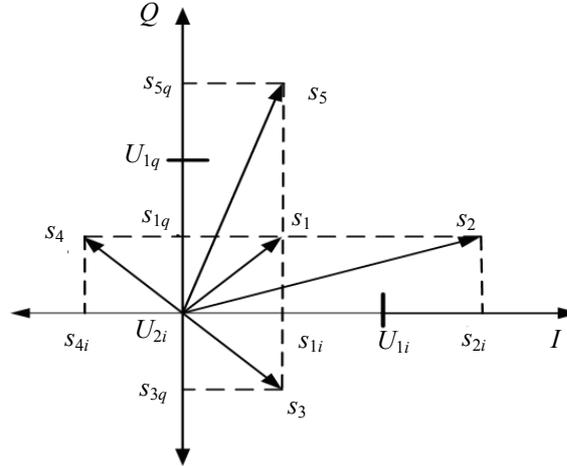
Следовательно, без потери общности можно принять, что передавался сигнал s_1 . Подставив (4) в (3), получим выражение:

$$P = p(s_2 / s_1) + p(s_3 / s_1) + p(s_4 / s_1) + p(s_5 / s_1). \quad (5)$$

Формирование КАМ сигнала при передаче и демодуляция сигнала при приеме производятся по квадратурным каналам I (inphase) и Q (quadrature). Выразим соотношение (5) через квадратурные составляющие сигналов:

$$p\left(\frac{s_2}{s_1}\right) = p\left(\frac{s_{2i}}{s_{1i}}\right) + p\left(\frac{s_{2q}}{s_{1q}}\right), \quad p\left(\frac{s_3}{s_1}\right) = p\left(\frac{s_{3i}}{s_{1i}}\right) + p\left(\frac{s_{3q}}{s_{1q}}\right),$$

$$p\left(\frac{s_4}{s_1}\right) = p\left(\frac{s_{4i}}{s_{1i}}\right) + p\left(\frac{s_{4q}}{s_{1q}}\right), \quad p\left(\frac{s_5}{s_1}\right) = p\left(\frac{s_{5i}}{s_{1i}}\right) + p\left(\frac{s_{5q}}{s_{1q}}\right).$$



При передаче сигнала s_1 и приеме его в канале I в соответствии с рисунком может быть принято правильное решение о передаче сигнала и возможны только два ошибочных решения — передан сигнал s_2 либо передан сигнал s_4 . Поэтому вероятность ошибочных решений о передаче s_3 либо s_5 равна нулю, т.е.

$$p\left(\frac{s_{5i}}{s_{1i}}\right) = p\left(\frac{s_{3i}}{s_{1i}}\right) = 0.$$

Рассуждая подобным образом о приеме сигнала в канале Q , запишем аналогичные равенства

$$p\left(\frac{s_{2q}}{s_{1q}}\right) = p\left(\frac{s_{4q}}{s_{1q}}\right) = 0.$$

Подставим полученные соотношения в формулу (5):

$$P = p\left(\frac{s_{2i}}{s_{1i}}\right) + p\left(\frac{s_{4i}}{s_{1i}}\right) + p\left(\frac{s_{3q}}{s_{1q}}\right) + p\left(\frac{s_{5q}}{s_{1q}}\right). \quad (6)$$

Границами между сигналами в каналах, в соответствии с рисунком, являются следующие пороговые уровни U_{1i} , U_{2i} , U_{1q} , U_{2q} [4]:

$$U_{1i} = \frac{s_{2i} + s_{1i}}{2}, \quad U_{2i} = \frac{s_{4i} + s_{1i}}{2}, \quad U_{1q} = \frac{s_{5q} + s_{1q}}{2}, \quad U_{2q} = \frac{s_{3q} + s_{1q}}{2}. \quad (7)$$

При отклонении пороговых уровней от их номинальных значений (7) возникает отклонение вероятности ошибки от теоретического значения.

В теории допусков при небольших отклонениях принято использовать линейную часть ряда Тейлора. Поэтому связь между отклонением вероятности ошибки и отклонениями пороговых уровней определяется следующей формулой [1]:

$$d(\ln P) = A_{U_{1i}}^P d(\ln U_{1i}) + A_{U_{2i}}^P d(\ln U_{2i}) + A_{U_{1q}}^P d(\ln U_{1q}) + A_{U_{2q}}^P d(\ln U_{2q}), \quad (8)$$

где $A_U^P = \frac{U}{P} \frac{dP}{dU}$ — чувствительность вероятности ошибки к изменению порогового уровня [1].

Выведем формулы для определения чувствительности, для этого прежде всего установим выражение для вероятности ошибки P . Из-за наличия шумов в сигнале s_1 его квадратурные составляющие являются случайными с математическим ожиданием S_{1i} и S_{1q} , имеют дисперсию σ^2 и распределены по нормальному закону.

Рассмотрим чувствительность вероятности ошибки к отклонению порогового уровня U_{1i} . При нормальном законе распределения шумов вероятность ошибочного приема сигнала s_{2i} при переданном сигнале s_{1i} , есть вероятность того, что сигнал s_i превосходит пороговое значение U_{1i} , т.е.

$$p\left(\frac{s_{2i}}{s_{1i}}\right) = p(s_i > U_{1i}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{(s_{1i}-U_{1i})/\sigma}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (9)$$

Распределение плотности вероятности сигнала принято нормальным исходя из теоремы, в соответствии с которой сумма достаточно большого числа не связанных или слабосвязанных случайных процессов приближенно подчиняется нормальному закону. Кроме того, многие шумовые процессы описываются именно принятой нами моделью [4].

Перейдем в (9) к производной:

$$\frac{dp(s_{2i}/s_{1i})}{dU_{1i}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sigma} \exp\left(-\frac{(s_{1i}-U_{1i})^2}{(2\sigma)^2}\right). \quad (10)$$

Используя выражение (10) и определение чувствительности, получим формулы

$$A_{U_{1i}}^{p(s_{2i}/s_{1i})} = -\frac{U_{1i} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)}{\sigma \int_h^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt}, \quad (11)$$

$$h^2 = \frac{(s_{1i}-U_{1i})^2}{(\sigma)^2}. \quad (12)$$

Обозначим $d = s_{1i} - U_{1i}$ — расстояние между средним и пороговым значением сигнала в канале I . Расстояние между соседними сигналами в этом же канале равно $2d$. Поэтому значение h^2 пропорционально отношению мощности разности соседних сигналов в канале I к мощности шума (в реальных системах передачи намного больше единицы).

Упростим выражение (11). Считая параметр h сколь угодно большим, получим неопределенность вида $\frac{0}{0}$, для устранения которой используем правило Лопиталья. Окончательно выражение имеет следующий вид:

$$A_{U_{1i}}^{p(s_{2i}/s_{1i})} = -\frac{U_{1i} h}{\sigma}. \quad (13)$$

Так как в (6) только первое слагаемое зависит от порогового уровня U_{1i} , то формула чувствительности вероятности ошибки к отклонению значения U_{1i} имеет вид

$$A_{U_{1i}}^P = \frac{p(s_{2i}/s_{1i})}{P} A_{U_{1i}}^{p(s_{2i}/s_{1i})}.$$

В силу эквидистантности точек поля сигналов КАМ значения всех слагаемых в (6) равны и формула для чувствительности записывается в виде

$$A_{U_{1i}}^P = -\frac{1}{4} \frac{U_{1i} h}{\sigma}. \quad (14)$$

Повторив проведенные преобразования для пороговых значений U_{2i} , U_{1q} , U_{2q} , получим следующие соотношения:

$$A_{U_{2i}}^P = \frac{1}{4} \frac{U_{2i} h}{\sigma}, \quad A_{U_{1q}}^P = -\frac{1}{4} \frac{U_{1q} h}{\sigma}, \quad A_{U_{2q}}^P = \frac{1}{4} \frac{U_{2q} h}{\sigma}. \quad (15)$$

В каждом из квадратурных каналов I и Q системы КАМ с m уровнями может появиться один из n равновероятных сигналов ($n = \sqrt{m}$). Мощность Π в квадратурном канале, полученная усреднением значений мощности по всем равновероятным сигналам, находится по формуле [4]:

$$\Pi = \frac{n^2 - 1}{3} d^2. \quad (16)$$

Прибавив к разностному сигналу d среднее значение напряжения $\sqrt{\Pi}$ в квадратурном канале, получим среднее значение порогового уровня:

$$U_{\text{cp}} = d \left(1 + \sqrt{\frac{n^2 - 1}{3}} \right).$$

С учетом (13) заменим в (15) значения пороговых уровней их средним значением:

$$A_{U_{1i}}^P = -A_{U_{2i}}^P = A_{U_{1q}}^P = -A_{U_{2q}}^P, \\ A_{U_{1i}}^P = -\frac{d \left(1 + \sqrt{\frac{n^2 - 1}{3}} \right) h}{4\sigma} = -\frac{\left(1 + \sqrt{\frac{n^2 - 1}{3}} \right) h^2}{4}. \quad (17)$$

Выразим h через параметр отношение сигнал/шум (SNR). В соответствии с соотношением (13) $h^2 = d^2 / \sigma^2$. Из (16) следует, что $d = \sqrt{\frac{3\Pi}{n^2 - 1}}$, таким образом,

$$h^2 = \frac{3\Pi}{(n^2 - 1)\sigma^2} = \frac{3SNR}{n^2 - 1}. \quad (18)$$

Все чувствительности в (17) равны по абсолютной величине и различаются только по знаку. В дальнейшем нам понадобится абсолютная величина чувствительности A , выражение для которой с учетом (18) имеет вид:

$$A = \frac{3 \left(1 + \sqrt{\frac{m-1}{3}} \right) SNR}{4(m-1)}, \quad (19)$$

где $m = n^2$ — число уровней сигнала в системе КАМ. Переменные m и n могут принимать только определенные значения (положительные целые числа начиная с 2). Это требование возникает исходя из свойств КАМ [5].

Расчет допусков. Так как пороговые уровни между сигналами в квадратурных каналах I и Q не зависят друг от друга, то и их отклонения в (9) являются независимыми случайными величинами. С учетом этого обстоятельства, применяя выражение (19), перейдем от отклонений в (9) к дисперсиям:

$$\sigma^2(d(\ln P)) = A^2 [\sigma^2(d(\ln U_{1i})) + \sigma^2(d(\ln U_{2i})) + \sigma^2(d(\ln U_{1q})) + \sigma^2(d(\ln U_{2q}))]. \quad (20)$$

Для нормального закона распределения с вероятностью 0,997 выражение (20) по правилу „ 3σ “ записывается в виде

$$\Delta(\ln P) = 3A \sqrt{\sigma^2(d(\ln U_{1i})) + \sigma^2(d(\ln U_{2i})) + \sigma^2(d(\ln U_{1q})) + \sigma^2(d(\ln U_{2q}))},$$

где $\Delta(\ln P)$ — допуск на случайную величину отклонения вероятности ошибки от своего номинального значения. Применяв правило „3 σ “ к отклонениям пороговых уровней, получим следующее выражение для допусков:

$$\Delta(\ln P) = A \sqrt{\Delta^2(\ln U_{1i}) + \Delta^2(\ln U_{2i}) + \Delta^2(\ln U_{1q}) + \Delta^2(\ln U_{2q})}. \quad (21)$$

Как следует из (16), вероятность ошибки равночувствительна к отклонениям пороговых уровней от своих номинальных значений. Поэтому примем допуски на все пороговые уровни равными друг другу, т.е.

$$\Delta(\ln U_{1i}) = \Delta(\ln U_{2i}) = \Delta(\ln U_{1q}) = \Delta(\ln U_{2q}) = \Delta(\ln U).$$

Подставим это условие в (21) и получим следующую формулу для расчета допусков:

$$\Delta(\ln U) = \frac{\Delta(\ln P)}{2A}. \quad (22)$$

Это выражение является искомым и устанавливает связь между допуском и отклонением на параметр системы (пороговый уровень) и отклонением вероятности ошибки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. М.: Сов. радио, 1973.
2. Смирнов А. В., Пескин А. Е. Цифровое телевидение: от теории к практике. М.: Горячая линия-Телеком, 2005.
3. ETSI TR 101 290 Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB. 2001.
4. Боккер П. Передача данных. Техника связи в системах телеобработки данных. М.: Связь, 1980.
5. EN 300 429 Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for cable systems. 1998.

Сведения об авторах

Антон Юльевич Янушковский

— аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет кино и телевидения, кафедра технической электроники; E-mail: yanushkovskiy@mail.ru

Анатолий Валентинович Кривошейкин

— д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет кино и телевидения, кафедра технической электроники; E-mail: krivav@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
технической электроники

Поступила в редакцию
05.11.09 г.

В. Л. ЗЕМЛЯКОВ

**МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ
ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ**

Показана возможность контроля пьезомодуля по результатам частотных измерений в области механического резонанса пьезокерамических элементов. Приведены расчетные соотношения и результаты экспериментальных исследований.

Ключевые слова: пьезокерамический элемент, коэффициент электромеханической связи, пьезомодуль, частотная характеристика проводимости, эквивалентная электрическая схема.

Введение. Пьезокерамические элементы (ПКЭ) — тела простой геометрической формы, изготовленные из пьезокерамик, используются в изделиях приборостроения. Поэтому представляет интерес создание автоматизированных средств измерений, обеспечивающих эффективный контроль качества ПКЭ в процессе производства, недорогих, отличающихся быстродействием и информативностью.

В настоящее время контроль качества пьезокерамического материала и ПКЭ в целом в процессе производства проводится либо по величине коэффициента электромеханической связи k_{ij} , либо по величине коэффициента пьезомодуля d_{ij} . Указанные значения определяются по частотам резонанса ω_p и антирезонанса ω_a , полученным при измерении модуля проводимости ПКЭ (метод „резонанса—антирезонанса“) [1, 2].

Поскольку проводимость ПКЭ на частоте резонанса и антирезонанса существенно различается, для определения их параметров требуются измерения в области резонанса и антирезонанса. Это усложняет средства измерений и увеличивает время контроля качества ПКЭ. ПКЭ является эффективным фильтром, подавляющим частоту антирезонанса, поэтому ее измерение представляет определенные трудности. При этом влияние гармоник в спектре задающего генератора может привести к увеличению погрешности измерений. Дополнительные трудности при измерении частоты антирезонанса возникают для ПКЭ с малой электрической емкостью. Необходимо прилагать усилия для компенсации „паразитной“ емкости соединительных проводов и держателя образца.

Поэтому возможность контроля качества ПКЭ в процессе их производства по измерениям только в области механического резонанса позволила бы избавиться от перечисленных проблем.

Определение параметров пьезомодуля по результатам измерений в области резонанса. Для получения необходимых соотношений рассмотрим ПКЭ в виде стержня с поперечной модой колебаний CH_t по классификации, приведенной в [1]:

$$\frac{k_{31}^2}{1-k_{31}^2} = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_a}{\omega_p} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_a - \omega_p}{\omega_p} \right), \quad k_{31}^2 = \frac{\pi^2}{8} \frac{\omega_a^2 - \omega_p^2}{\omega_a^2}, \quad (1)$$

$$d_{31} = k_{31} (\epsilon_{33}^T S_{11}^E)^{1/2},$$

где S_{11}^E — компонента тензора упругой податливости, ϵ_{33}^T — диэлектрическая проницаемость пьезокерамического материала, определяемая по емкости C^T , которую ПКЭ имеет на низкой частоте (100 Гц):

$$\varepsilon_{33}^T = \frac{t}{lw} C^T, \quad (2)$$

l, t, w — соответственно длина, высота и ширина стержня: $l \gg t, w$.

Для оценки свойств ПКЭ широко применяется его эквивалентная электрическая схема [1], содержащая электрическую емкость C_0 , параллельно которой подключена резонансная цепь RLC , отражающая динамические свойства механической колебательной системы, поэтому емкость C индуктивность L и сопротивление R называют динамическими. Емкость ПКЭ на низкой частоте $C^T = C_0 + C$.

Одним из параметров, характеризующих ПКЭ в его эквивалентной схеме, является эффективный коэффициент электромеханической связи k_e [1]:

$$k_e^2 = \frac{C}{C^T} = \frac{\omega_a^2 - \omega_p^2}{\omega_a^2}. \quad (3)$$

Подстановка (2) и (3) в (1) дает:

$$d_{31}^2 = \frac{\pi^2}{8} \frac{t}{lw} S_{11}^E C = \beta_{31} C. \quad (4)$$

Соотношение, аналогичное (4), можно получить для ПКЭ другой геометрии и других мод колебаний. Изменяется только коэффициент β . Поэтому в последующих формулах вместо конкретных обозначений будем использовать общие индексы ij .

Согласно формуле (4), любой метод определения динамической емкости эквивалентной электрической схемы одновременно является и методом определения коэффициентов пьезомодуля материала ПКЭ. Это создает предпосылки для разработки новых методов определения коэффициентов, в том числе и методов, основанных на измерениях только в области механического резонанса ПКЭ.

Приведем примеры. Добротность ПКЭ Q_M определяется известными формулами [1, 2]:

$$Q_M = \frac{1}{\omega_p RC} = \frac{\omega_p}{\Delta\omega} = \frac{\omega_p}{\Delta\omega_Y},$$

где $\Delta\omega$ — ширина резонансной кривой активной составляющей проводимости на уровне 0,5, $\Delta\omega_Y$ — ширина резонансной кривой модуля проводимости на уровне 0,7, а динамическое сопротивление R определяется по максимальному значению активной составляющей проводимости на частоте резонанса, тогда

$$C = \frac{1}{\omega_p R Q_M} = \frac{\Delta\omega}{\omega_p^2 R} = \frac{\Delta\omega_Y}{\omega_p^2}. \quad (5)$$

Подставив (5) в (4), свойства пьезомодуля можно определить по измерениям только в области механического резонанса ПКЭ:

$$d_{ij}^2 = \beta_{ij} \frac{\Delta\omega}{\omega_p^2 R}, \quad (6)$$

$$d_{ij}^2 = \beta_{ij} \frac{\Delta\omega_Y}{\omega_p^2 R}. \quad (7)$$

Последние соотношения позволяют сформулировать метод определения коэффициентов пьезомодуля, при котором в ПКЭ известных геометрических размеров возбуждают

одномерные линейные моды колебаний путем воздействия на него электрическим синусоидальным напряжением с переменной частотой, измеряют частоту механического резонанса ω_p и сопротивление R на этой частоте, а также измеряют ширину резонансной кривой для активной составляющей проводимости $G(\omega)$ на уровне $0,5 \Delta\omega$ или ширину резонансной кривой модуля проводимости в области механического резонанса на уровне $0,7 \Delta\omega$, а пьезомодуль определяют по формулам (5) или (6).

Другой возможный метод определения коэффициентов пьезомодуля по измерениям только в области резонанса заключается в определении площади под кривой активной составляющей проводимости, т.е. интеграла вида

$$I = \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega.$$

Действительно, поскольку активная составляющая проводимости $G(\omega)$ определяется соотношением [1]

$$G(\omega) = \frac{R}{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2},$$

можно показать, что $I = \pi/2L$, тогда

$$C = \frac{2}{\pi} \frac{I}{\omega_p^2}, \quad d_{ij}^2 = \frac{2}{\pi} \beta_{ij} \int_0^{\infty} \frac{G(\omega)}{\omega_p^2} d\omega. \quad (8)$$

Приведем пример реализации метода. К выходу генератора качающейся частоты (ГКЧ) подключают последовательно соединенные ПКЭ и вспомогательный резистор R_v с сопротивлением, значительно меньшим сопротивления ПКЭ на частоте резонанса, как это обычно делается при исследовании частотных характеристик проводимости [1, 2]. Параллельно вспомогательному резистору подключают синхронный детектор (один вход синхронного детектора подключен к вспомогательному резистору, а другой — к выходу ГКЧ), затем — интегратор.

В зависимости от величины добротности ПКЭ устанавливают время качания частоты и включают ГКЧ, который начинает формировать на выходе синусоидальный сигнал с линейно изменяющейся частотой. Одновременно линейно нарастающее (пилообразное) напряжение, используемое для работы ГКЧ, включает интегратор. На выходе синхронного детектора формируется частотная характеристика активной составляющей проводимости. К моменту завершения сканирования частоты на выходе интегратора появляется постоянный сигнал, пропорциональный интегралу от активной составляющей, зависящей от частоты по заданному диапазону (соответствующий площади под кривой активной составляющей проводимости). Этот сигнал можно использовать непосредственно для управления процессом разбраковки ПКЭ при их производстве.

Результаты экспериментальных исследований. Экспериментальное сравнение методов определения коэффициентов пьезомодуля проводилось по результатам измерений частотных характеристик модуля и активной составляющей проводимости. Погрешности измерений не превышали значений, регламентированных ОСТ [2].

Измерения проводились на четырех образцах ПКЭ, размеры которых представлены в табл. 1. В табл. 2 и 3 приведены полученные результаты (номер строки соответствует номеру элемента в табл. 1).

Данные табл. 2 относятся к методу определения коэффициентов по измерениям емкости на низкой частоте, а также частоты резонанса и антирезонанса. Данные табл. 3 относятся к

методу определения пьезомодуля по измерениям только в области резонанса. Первые три столбца таблиц соответствуют экспериментальным данным, остальные — результаты расчетов.

Таблица 1

Размеры образцов ПКЭ

№	l , мм	w , мм	t , мм
1	90	8	9
2	34	7	6
3	11	4	4,5
4	11	4	4,5

Таблица 2

Результаты первичных измерений и расчетов по методу „резонанса—антирезонанса“

C^T , пФ	f_p , кГц	f_a , кГц	k_{31}	ϵ_{33}^T , 10^{-9} Ф/м	S_{11}^E , 10^{-13} м ² /Н	d_{31} , 10^{-12} К/Н
1185	16,91	17,64	0,31	14,8	144	142
675	52,75	54,65	0,29	17	104	121
89	127,65	133,76	0,34	10,2	166	130
107	128,02	136,59	0,39	10,9	168	167

Таблица 3

Результаты первичных измерений и расчетов по предложенному методу

f_p , кГц	Δf , кГц	R , Ом	S_{11}^E , 10^{-13} м ² /Н	d_{31} , 10^{-12} К/Н
16,91	0,117	670	144	146
52,75	0,074	93	104	124
127,65	1,618	1887	168	133
128,02	1,512	1042	166	172

Анализ данных табл. 2 и 3 позволяет сделать вывод о том, что предложенный метод, обладая той же информативностью, что и традиционный, имеет несомненное преимущество, заключающееся в более простой процедуре первичных измерений.

Контроль пьезомодуля в партии однотипных ПКЭ через площадь под кривой активной составляющей проводимости проводился на образцах в виде стержня при $l=11$, $w=4$, $t=4,5$ мм. Результаты испытаний представлены в табл. 4.

Таблица 4

Значения коэффициентов пьезомодулей

№	f_p , кГц	d_{31} , 10^{-12} К/Н	d_{31} , %	d_{31} , %, $G(\omega)$
1	127,86	173	100	100
2	128,06	158	91	88
3	128,12	147	85	82
4	127,91	125	72	70
5	128,20	142	82	79
6	128,06	167	96	94
7	128,10	172	99	98
8	128,15	158	91	88
9	127,96	134	77	75
10	127,88	145	84	81

За 100 % принято значение d_{31} первого ПКЭ. В третьем и четвертом столбцах приведены абсолютное и относительное значения коэффициента пьезомодуля, измеренные методом „резонанса—антирезонанса“. Пятый столбец — относительные значения, полученные с использованием предложенного метода.

Данные табл. 4 иллюстрируют хорошее совпадение значений коэффициента пьезомодуля в относительных единицах, полученных по методу „резонанса—антирезонанса“ и через площадь под кривой активной составляющей проводимости ПКЭ.

Заключение. Поскольку емкость динамической ветви эквивалентной электрической схемы ПКЭ однозначно определяет материал пьезомодуля, это благодаря аппарату теории линейных электрических цепей позволяет существенно расширить возможности технической диагностики ПКЭ и разрабатывать новые методы с простой процедурой первичных измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пьезокерамические преобразователи: Справочник / Под ред. С. И. Пугачева. Л.: Судостроение, 1984. 356 с.
2. ОСТ 11 0444-87. Материалы пьезокерамические. Технические условия. М.: Электростандарт, 1987.

Сведения об авторе

Виктор Леонидович Земляков

— канд. техн. наук, доцент; Южный федеральный университет, кафедра информационных и измерительных технологий, Ростов-на-Дону;
E-mail: decanat@fvt.sfedu.ru

Рекомендована кафедрой
информационных и измерительных технологий

Поступила в редакцию
29.01.10 г.

УДК 621.384:543.42

В. И. ПОРХУН

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИМПУЛЬСНОГО ФОТОЛИЗА В СПЕКТРОМЕТРАХ ЯДЕРНОГО МАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА

Описана установка для проведения фотолиза непосредственно в датчике спектрометров ядерного магнитного резонанса. Приведены блок-схема синхронизации импульса света ксеноновой лампы ДКсШ-500 со спектрометром и принципиальная схема питания и поджига лампы.

Ключевые слова: фотолиз, импульсное облучение, спектрометр ядерного магнитного резонанса.

Инициирование светом химических реакций непосредственно в спектрометре ядерного магнитного резонанса (ЯМР) позволяет исследовать механизм и кинетику фотохимических превращений в органической химии, биохимии, фармакологии, молекулярной физике. Серийные спектрометры ЯМР оснащены термостатированной кюветой, что позволяет проводить термические реакции с непосредственной регистрацией получаемых соединений, в датчике прибора при этом невозможно проводить фотохимические реакции.

В настоящей работе описано устройство для проведения импульсного фотолиза, представлена методика измерения кинетики нестабильного промежуточного продукта. Эксперименты проводились на спектрометре TESLA-587A. Рабочая частота 100 МГц. Устройство позволяет облучать светом ампулу с исследуемым веществом. Для этого в заднюю стенку датчика вмонтирован жесткий кварцевый световод, один конец которого расположен вблизи приемной катушки датчика, а на второй фокусируется свет от источника облучения.

На рис. 1 приведена конструкция установки: 1 — датчик спектрометра ЯМР, 2 — ампула с исследуемым образцом, 3 — кварцевый световод, 4 — фильтродержатель, 5 — котировочный винт, 6 — выходная линза, 7 — тепловой фильтр, 8 — конденсор, 9 — ДКсШ-500, 10 — кожух лампы. Осветитель, прикрепленный к ярму магнита спектрометра, состоит из

кожуха 10, внутри которого расположены лампа 9, двухлинзовый конденсор 8, тепловой фильтр 7, заполненный дистиллированной водой, держатель 4 для установки стеклянных фильтров, а также выходная линза 6 для фокусировки света на наружный торец кварцевого световода. Конструкция позволяет легко производить юстировку оптической системы, и в то же время механически не связана с самим датчиком ЯМР-спектрометра. Диаметр светового пятна на наружном торце световода около 5 мм.

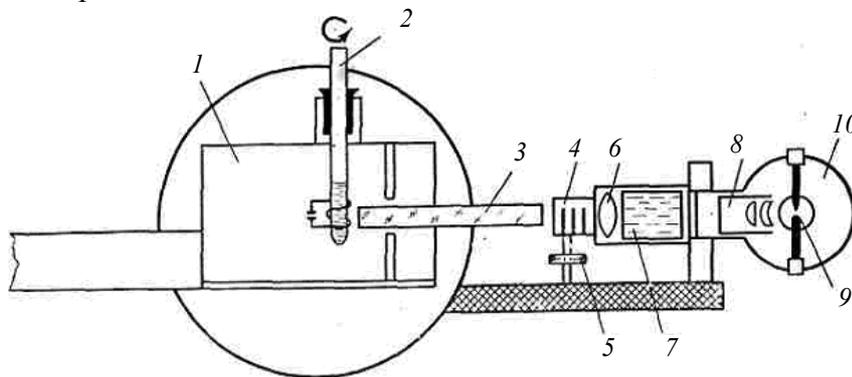


Рис. 1

Ксеноновая лампа высокого давления ДКсШ-500 работает в импульсном режиме. Энергия электрического разряда в импульсе ≈ 400 Дж, длительность импульса 1 мс. Блок-схема синхронизации вспышки лампы со спектрометром приведена на рис. 2. Генератор парных импульсов Г5-26 запускается от ЭВМ спектрометра через блок импульсов модулятора. Выходные импульсы генератора Г5-26 подаются на схему поджига лампы (Л), они используются для блокировки спектрометра от воздействия помех при поджиге и вспышке лампы. Напряжение поджига ~ 20 кВ, длительность импульса 1 мкс, ток разряда через лампу 800 А.

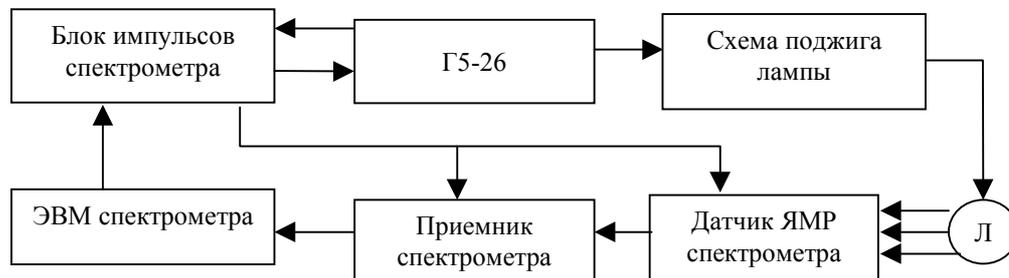


Рис. 2

На рис. 3 представлена схема питания и поджига лампы (T_1 — ГТ403, T_2, T_4 — МП26Б; $D_1 - D_4$ — Д246А, D_5, D_6 — Д1005А, $D_7, D_{12}, D_{14} - D_{16}$ — Д220Б, D_8, D_{10} — Д814А, D_9 — КЦ407А, $D_{11} - D_{211}$, D_{13} — КУ201Л; P_1 — разрядник Р-24; L_1 — ксеноновая лампа ДКсШ-500; $Tr 1$ — сердечник Ш40×80, w_1 — 330 витков, w_2 — 350 витков ПЭВ-2 1,2 мм; $Tr 2$ — сердечник Ш20×40, w_1 — 1300 витков ПЭВ-2 0,21 мм, w_2 — 6000 витков ПЭВ-2 0,1 мм, w_3, w_4 — 90 витков ПЭВ-2 0,2 мм, w_5 — 750 витков ПЭВ-2 0,15 мм; $Tr 3$ — импульсный высоковольтный, сердечник М2000НМ К120 х 80 х 20, $w_1 = 1$ виток, $w_2 = 20$ витков (медная шина 12×2 мм; $Tr 4$ — импульсный, ГХ0.472 004; $Tr 5, Tr 6$ — МИТ-4В; C, C_{20} — К50-3Ф; C_{21}, C_{22} — ПКГИ; $R_1 R_2$ — ПЭВ-100). Емкостный накопитель на конденсаторах $C_1 - C_{20}$ заряжается от выпрямителя на $D_1 - D_4$. Инициирование дугового разряда в лампе производится высоковольтным поджигающим импульсом. Этот импульс формируется при разряде конденсатора C_{21} через первичную обмотку импульсного трансформатора $Tr 3$, вторичная обмотка которого включена последовательно с емкостным накопителем и лампой. Схема внутреннего поджига обеспечивает равномерность дугового разряда в лампе, а также позволяет существенно уменьшить уровень помех в момент поджига. Коммутатором импульса поджига служит раз-

рядник P_L , который запускается через импульсный трансформатор $Tr4$ от формирователя импульсов, собранного на T_2 и тиристоре D_{13} . Поджиг лампы осуществляется вручную кнопкой „Пуск“ через одновибратор на T_3 и T_4 . В рабочем режиме импульс поджига запускается от спектрометра через генератор Г5-26, подключенный к входу „Внешний запуск“.

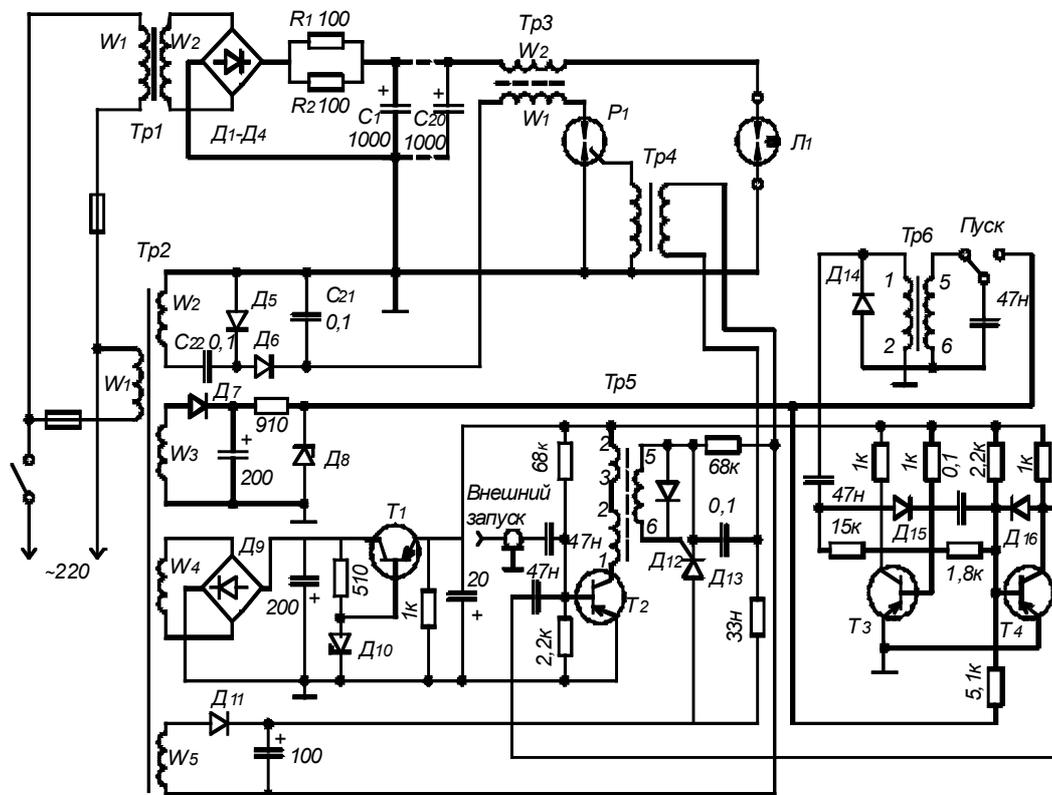


Рис. 3

Изменяя время задержки радиочастотного импульса спектрометра относительно вспышки лампы и регистрируя спектр ЯМР, можно получить зависимость амплитуды сигналов отдельных линий спектра от времени задержки. С помощью указанного способа регистрации спектров ЯМР при апробации прибора было измерено время жизни нестабильного продукта (енола ацетона), образующегося при фотолизе кетона $CH_3COC(OH)(CH_3)_2$, и уточнен механизм фотолиза. С помощью данной установки были получены и объяснены многие результаты механизмов фотореакций, доказаны элементарные акты переноса протона и электрона при фотолизе различных хинонов [1—9]. При импульсном инициировании реакции (при условии, что время задержки значительно меньше времени ядерной релаксации) амплитуды линий спектра ЯМР пропорциональны абсолютным коэффициентам ядерной поляризации (при наличии химической поляризации ядер) и не зависят от времени ядерной релаксации [10]. Эти данные можно использовать при расчете параметров молекулярной и спиновой динамики радикальных пар. Следует отметить, что при непрерывном облучении светом и периодической регистрации спектров ЯМР интенсивность сигналов зависит от времени ядерной релаксации отдельных линий спектра, от диффузии продуктов реакции внутри ампулы в процессе измерения и от других параметров, связанных с длительным облучением, что увеличивает ошибки измерения. При импульсном облучении эти недостатки не проявляются.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Свиридов Б. Д., Сердобов М. В., Порхун В. И., Попонова Р. В. Механизм реакции взаимодействия 2,6-дифенил 1,4-бензохинона с алифатическими диаминами // Изв. АН СССР. Сер. хим. 1983. № 1. С. 105—112.

2. Порхун В. И., Свиридов Б. Д. Механизм фотолиза бензохинонов в треххлористом фосфоре // ЖОХ. 1986. Т. 57, № 7. С. 1268—1270.
3. Порхун В. И., Свиридов Б. Д., Рыгалов Л. Н. Механизм фотолиза 2,6-дифенил-1, 4-бензохинона в ароматических углеводородах // Там же. 1988. Т. 58, № 2. С. 410—412.
4. Порхун В. И., Свиридов Б. Д., Никифоров Г. А. Фотовосстановление замещенных парабензохинонов // Там же. 1990. Т. 60, № 9. С. 1607—1611.
5. Порхун В. И., Рыков С. В., Никифоров Г. А., Рыгалов Л. Н. Механизм фотолиза 2,6-дифенил- 1 ,4-бензохинола с 2- меркаптоэтанолаом // Там же. 1991. Т. 61, № 1. С. 244—247.
6. Порхун В. И., Рахимов А. И. Изучение элементарных актов фотохимических реакций 2,6-замещенных 1,4-бензохинонов с алифатическими аминами // Изв. вузов. Химия и химическая технология. 2005. Т. 48, вып. 6. С. 58—60.
7. Порхун В. И., Рахимов А. И. Исследование элементарных фотохимических процессов 2,6-дифенил-1,4-бензохинона с циклическими эфирами // Там же. 2005. Т. 48, вып. 6. С. 134—136.
8. Порхун В. И., Рахимов А. И. Комплексообразование спироновых циклогексадиенонов и хиноназидов в спиртах с ионами тяжелых металлов // Там же. 2007. Т. 50, вып. 5. С. 117—119.
9. Порхун В. И., Рахимов А. И. Хинон-гидрохиноновая таутомерия в кристаллической фазе и в растворах замещенных дифенохинонов // Там же. 2007. Т. 50, вып. 6. С. 85—88.
10. Бучаченко А. Л. Химическая поляризация электронов и ядер. М.: Наука, 1974. 294 с.

Сведения об авторе

Владимир Иванович Порхун

— канд. хим. наук, доцент; Волгоградский государственный технический университет, кафедра экспериментальной физики

Рекомендована кафедрой
экспериментальной физики

Поступила в редакцию
28.11.08 г.

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 536.8:621.384

А. Л. АНДРЕЕВ, В. В. КОРОТАЕВ

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ГОТОВЫХ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ МОДУЛЕЙ

Рассматриваются вопросы, связанные со спецификой использования готовых телевизионных модулей в составе оптико-электронных видеоинформационных систем. Даны рекомендации по габаритно-энергетическому расчету в условиях ограниченности исходных данных о параметрах фотоприемных устройств, входящих в состав бескорпусных одноплатных камер.

Ключевые слова: видеоинформационные системы, габаритно-энергетический расчет, комплексное моделирование.

При проектировании оптико-электронных видеоинформационных систем (ОЭВС) обработки изображений возможно использовать готовые телевизионные модули, в частности бескорпусные одноплатные камеры на основе твердотельных матричных фотоприемных устройств. Это значительно упрощает процесс создания аппаратных средств и конструкции разрабатываемых систем.

В общем случае при проектировании ОЭВС с телевизионными анализаторами изображения требуется учитывать большое число факторов, связанных с физическими процессами, протекающими в различных звеньях, в частности входные оптические воздействия наблюдаемых объектов и фоновых помех; формирование изображения оптической системой; процессы, связанные с формированием зарядового рельефа в фотоприемном устройстве, учитывающие внутренние нестационарные шумы; искажения, возникающие в результате преобразования и квантования сигналов в блоке АЦП при ограниченной разрядности, а также алгоритмы цифровой обработки, включающие предварительную фильтрацию исходных массивов цифрового изображения, процедуры обнаружения, распознавания и оценки параметров объектов наблюдения. Таким образом, речь идет о необходимости учета множества взаимосвязанных детерминированных и случайных процессов, описываемых различными законами распределения. Заметим, что чисто аналитические методы расчета этих процессов, в той или иной степени предопределяющих метрологические и иные параметры и характеристики ОЭВС, порой становятся весьма затруднительными и малорезультативными.

Современные компьютерные технологии позволяют путем моделирования достаточно эффективно решать задачу оптимизации параметров отдельных звеньев и прогнозировать уже на ранней стадии проектирования поведение системы в реальных условиях функционирования. В работе [1] представлена структура модели, используемой для

синтеза, анализа и прогнозирования работы оптико-электронной системы наблюдения за малоразмерными подвижными объектами. Высокоточное измерение координат изображений малоразмерных (точечных) объектов на фоточувствительной поверхности телевизионного анализатора является довольно распространенной задачей при создании целого ряда ОЭВС для определения пространственного положения и пространственной ориентации контролируемых объектов. К подобным системам относятся, например, астродатчики, оптико-электронные датчики деформаций, датчики линейных смещений, угловой ориентации и др.

В общем случае при моделировании требуется большое количество исходных данных. Однако при проектировании ОЭВС на готовых телевизионных модулях разработчикам часто приходится довольствоваться ограниченной информацией о параметрах используемых бескорпусных одноплатных камер. Фирмы-производители готовых телевизионных модулей обычно не указывают величину и характер неравномерности распределения темновых токов накопления зарядов, степень и характер распределения неравномерности чувствительности по кристаллу. Эти параметры предопределяют аддитивную и мультипликативную составляющие „геометрического“ шума телевизионного датчика. Как правило, отсутствуют сведения об уровне отдельных видов шумов (шумы переноса, детектирования зарядов и усиления видеосигнала). Для выполнения габаритно-энергетического расчета ОЭВС имеются лишь косвенные сведения о пороговой чувствительности, которая может быть оценена следующим образом:

$$E_{v\text{пор}} = E_v / \mu_0 \text{ лк}, \quad (1)$$

где $E_{v\text{пор}}$ — пороговое значение освещенности в световых величинах, определяемое по паспортному источнику; E_v — значение освещенности по паспортному источнику при стандартном времени экспозиции (накопления сигнала), для телевизионных систем $T_{\text{п}} = 20$ мс при номинальном значении отношения сигнал/шум μ_0 .

Основным рассчитываемым параметром является эффективный диаметр входного зрачка, который обычно обеспечивает требуемый уровень освещенности в изображении объекта. Рассмотрим вариант расчета диаметра входного зрачка оптико-электронного датчика угловых координат точечного объекта, наблюдаемого на значительном расстоянии S (рис. 1, Ω — часть телесного угла излучения источника, попадающего на входной зрачок, $\Omega_{\text{и}}$ — телесный угол излучения источника, $D_{\text{вх}}$ — диаметр входного зрачка объектива, Ψ_{max} и χ_{max} — максимальные значения угловых координат объекта, a — размер фоточувствительной площадки ФПУ, f — расстояние от объектива до плоскости фокусировки изображения).

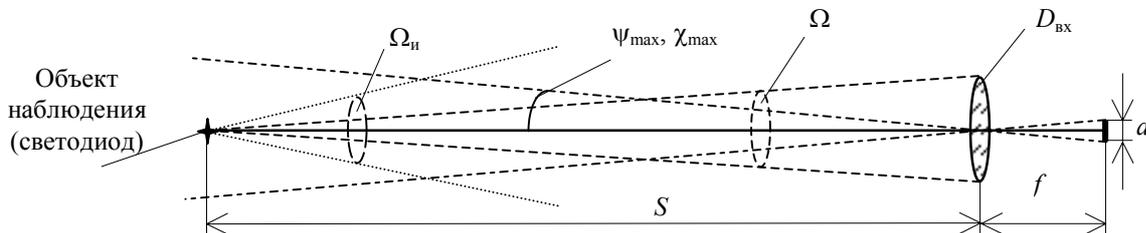


Рис. 1

Величину оптического сигнала (выраженного через экспозицию), который будет создавать объект наблюдения на фоточувствительной площадке матричной фоточувствительной структуры (ФПЗС), можно найти из известного выражения для энергии экспозиции $H_{e\text{из}}$:

$$H_{e\text{из}} = E_{e\text{из}} T, \quad (2)$$

где $E_{e\text{из}}$ — энергетическая освещенность в изображении объекта, которая определяется как

$$E_{e \text{ из}} = \Phi_{e \text{ из}} / A_{\text{из}} = \Phi_{e \text{ вх}} \tau / (\pi D_{\text{из}}^2 / 4), \quad (3)$$

где $\Phi_{e \text{ из}}$ — поток излучения, создающий изображение объекта; $\Phi_{e \text{ вх}}$ — поток излучения, попадающий от объекта на входной зрачок объектива; τ — коэффициент пропускания излучения оптической системой; $A_{\text{из}}$ — площадь изображения объекта; $D_{\text{из}}$ — диаметр изображения объекта; T — фактическое время накопления.

В свою очередь поток излучения, попадающий на входной зрачок, будет

$$\Phi_{e \text{ вх}} = E_{e \text{ вх}} A_{\text{вх}} = E_{e \text{ вх}} \pi D_{\text{вх}}^2 / 4, \quad (4)$$

где $E_{e \text{ вх}}$ — облученность, создаваемая объектом на входном зрачке; $A_{\text{вх}}$ — эффективная площадь входного зрачка.

Облученность, создаваемую удаленным точечным объектом на входном зрачке объектива на расстоянии S , можно определить через энергетическую силу излучения объекта I_e

$$E_{e \text{ вх}} = \frac{I_e \cos \alpha}{S^2} = \frac{\Phi_{e \text{ и}} \cos \alpha}{\Omega_{\text{и}} S^2}, \quad (5)$$

где $\Phi_{e \text{ и}}$ — поток излучения объекта; α — максимальный угол падения лучей от объекта на плоскость входного зрачка на краю поля зрения (в нашем случае $\alpha \approx \psi$ или $\alpha \approx \chi$).

Подставив выражения (3)—(5) в соотношение (2), получим

$$H_{e \text{ из}} = \frac{\Phi_{e \text{ и}} D_{\text{вх}}^2 \tau T \cos \alpha}{\Omega_{\text{и}} S^2 D_{\text{из}}^2}. \quad (6)$$

С другой стороны, величина экспозиции излучения объекта, которая должна быть создана на фоточувствительной площадке ФПУ, для достижения требуемой точности измерения координат должна быть

$$H_{e \text{ из}} = H_{e \text{ пор}} \mu = E_{e \text{ пор}} T \mu, \quad (7)$$

где $H_{e \text{ пор}}$ и $E_{e \text{ пор}}$ — соответственно пороговые экспозиция и облученность на фоточувствительной площадке ФПУ, при которых величина полезного сигнала численно равна уровню шумов; μ — требуемое отношение сигнал/шум, при котором значение погрешности измерения любого параметра не превышает допустимого.

Поскольку в справочниках для выбранного фотоприемника значение пороговой освещенности дается не в оптической [Вт/м²], а в световой [лк] системе единиц, причем с „привязкой“ к паспортному источнику излучения типа „А“ при стандартном времени экспозиции $T_{\text{п}}=20$ мс, то в окончательном виде выражение (7) примет вид

$$H_{e \text{ из}} = E_{\text{в}} T_{\text{п}} \mu \chi_{\text{п}} / (\chi_{\text{р}} K_{\lambda \text{ max}}), \quad (7a)$$

где $\chi_{\text{п}}$ и $\chi_{\text{р}}$ — соответственно коэффициенты использования фотоприемником паспортного и реального источников; $K_{\lambda \text{ max}} = 683$ лм/Вт — коэффициент максимальной спектральной эффективности глаза.

Приравняв правые части выражений (6) и (7a) с учетом (1) и решив полученное уравнение, получим следующее соотношение для расчета диаметра входного зрачка объектива:

$$D_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{E_{\text{в}} T_{\text{п}} \mu \chi_{\text{п}} \Omega_{\text{и}} S^2 D_{\text{из}}^2}{\mu_0 \Phi_{e \text{ и}} \tau T \cos \alpha \chi_{\text{р}} K_{\lambda}}}. \quad (8)$$

Коэффициенты $\chi_{\text{п}}$ и $\chi_{\text{р}}$ могут быть рассчитаны по известной методике [2].

В формуле (8) остаются не определенными параметры μ и $D_{\text{из}}$, их оптимальные значения могут быть найдены путем моделирования. В работе [3], например, описана методика, позволяющая определять значение μ , при котором случайная „шумовая“ составляющая погрешности измерения координат энергетического центра изображения точечного объекта не превышает допустимой величины. С помощью той же методики могут быть обоснованы оптимальные значения радиуса кружка рассеяния при аппроксимации весовой функции объектива гауссоидой вращения

$$E(x, y) = (\Phi_{e_{\text{из}}} / 2\pi R^2) \exp\left\{-\left[(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2\right] / 2\pi R^2\right\}, \quad (9)$$

где R — радиус кружка рассеяния, определяемый на уровне $E_{\text{max}} / \sqrt{e}$; x_0 и y_0 — координаты энергетического центра изображения. При выбранной аппроксимации $D_{\text{из}}$ в выражении (8) и R в выражении (9) связаны следующим соотношением: $D_{\text{из}} = 2,83R$.

На рис. 2 приведена зависимость средней квадратической погрешности σ измерения координат изображения точечного объекта от отношения сигнал/шум (d — пространственный период элементов ФПУ; N — число разрядов АЦП). В табл. 1 приведены значения $\sigma/d = f(\mu)$ при $R/d = 1$. Зависимости на рис. 2 показывают, что при больших значениях μ на погрешность измерения в гораздо большей степени оказывают влияние другие факторы, например, „шумы квантования“ видеосигнала в АЦП или „шумы дискретизации“ изображения вследствие конечности размеров фоточувствительных элементов телевизионного анализатора изображения.

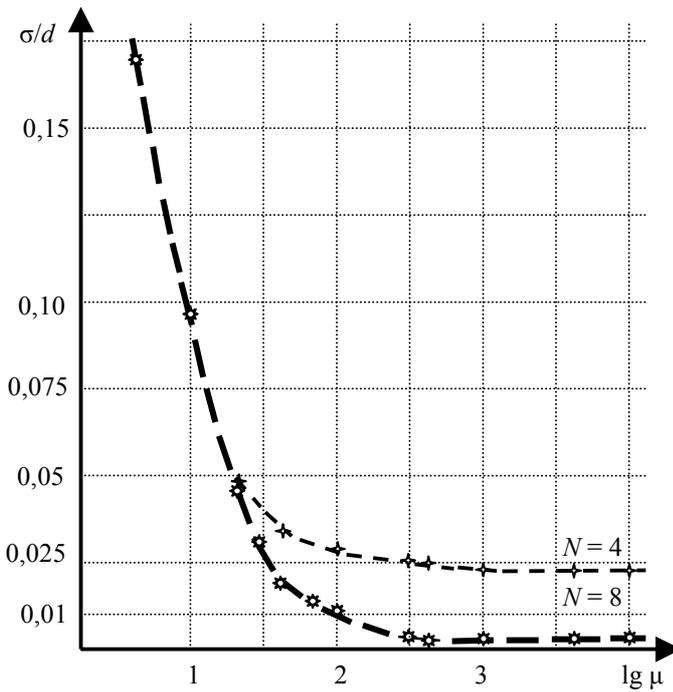


Таблица 1

μ	$\sigma/d = f(\mu)$	
	$N = 4$	$N = 8$
5	0,179	0,178
10	0,094	0,094
20	0,047	0,047
30	0,039	0,034
50	0,031	0,020
100	0,030	0,011
300	0,026	0,005
500	0,0235	0,0037
1000	0,0233	0,0031
5000	0,0233	0,0031
10 000	0,0233	0,0032

На рис. 3 представлена зависимость средней квадратической погрешности измерения координат изображения точечного объекта от размеров пятна рассеяния. В табл. 2 даны значения $\sigma/d = f(R/d)$ при $N = 8$. Как видно из зависимостей, приведенных на рис. 3, оптимальный размер радиуса кружка рассеяния (в соответствии с принятой аппроксимацией весовой функции объектива) находится в пределах $R/d = 0,5—0,7$. Резкое увеличение погрешности при малых значениях R обусловлено появлением зон координатной нечувствительности системы, когда размеры изображения меньше размеров фоточувствительных элементов. Очевидно, что в случае наблюдения за точечным объектом размеры и

вид изображения на фоточувствительной поверхности определяются исключительно весовой функцией оптической системы.

На рис. 4 представлена зависимость средней квадратической погрешности измерения координат изображения точечного объекта от числа разрядов двоичного кода. В табл. 3 даны значения $\sigma/d = f(N)$ при $R/d = 1$. Зависимости, приведенные на рис. 4, позволяют выбрать разрядность аналого-цифрового преобразователя, при которой влияние «шумов квантования» становится пренебрежимо малым по сравнению с влиянием других источников помех.

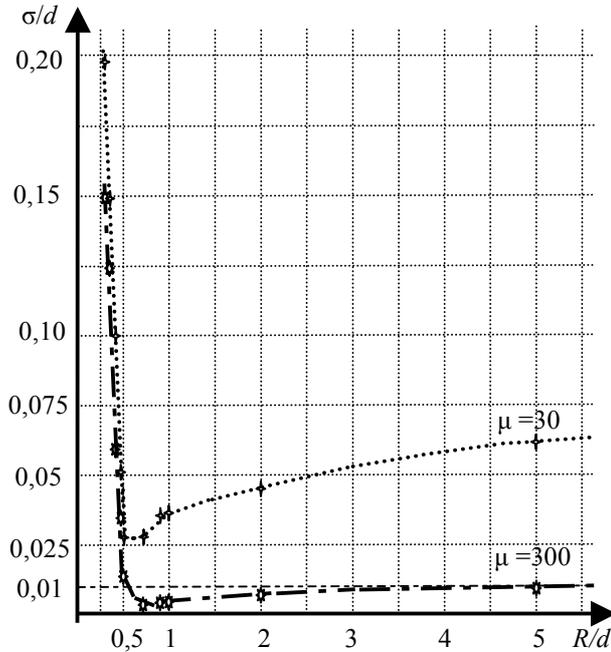


Рис. 3

Таблица 2

R/d	$\sigma/d = f(R/d)$	
	$\mu = 30$	$\mu = 300$
0,3	0,15	0,189
0,35	0,1	0,152
0,4	0,06	0,107
0,45	0,03	0,542
0,5	0,027	0,015
0,7	0,0275	0,0044
0,8	0,0358	0,0051
1,0	0,0377	0,0053
2,0	0,0436	0,0068
5,0	0,0717	0,0092
10,0	0,089	0,0153

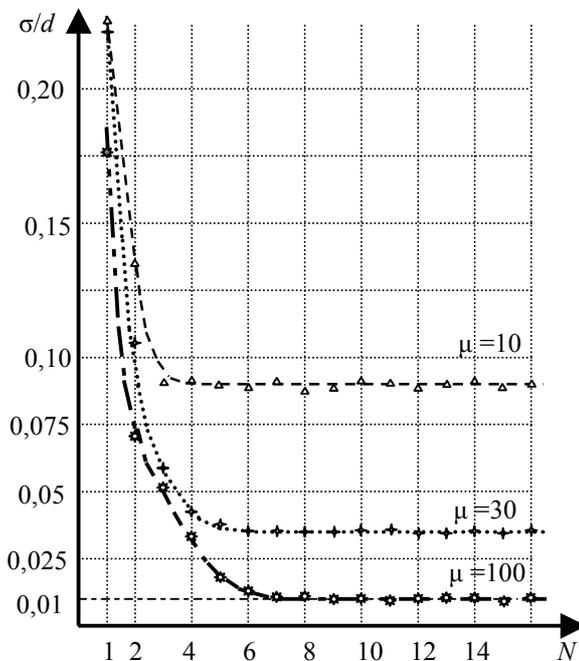


Рис. 4

Таблица 3

N	$\sigma/d = f(N)$		
	$\mu = 10$	$\mu = 30$	$\mu = 100$
1	0,312	0,233	0,177
2	0,135	0,114	0,065
3	0,094	0,057	0,055
4	0,092	0,042	0,029
5	0,089	0,038	0,017
6	0,086	0,035	0,0135
8	0,091	0,036	0,0120
10	0,093	0,038	0,0112
12	0,088	0,034	0,0123
16	0,090	0,035	0,0132

Заметим, что в случае наблюдения за объектами в условиях сильно меняющейся в поле зрения фоновой составляющей, которую необходимо сохранить в цифровом изображении для последующей обработки, разрядность АЦП должна быть увеличена в соответствии с выражением

$$N_{G+F} = N + \lceil \log_2 \{ (G_{\max} + F_{\max}) / G_{\max} \} \rceil, \quad (10)$$

где N_{G+F} — число разрядов АЦП, определяемое с учетом необходимости сохранения в цифровом изображении фоновой составляющей; N — число разрядов, достаточное для кодирования сигнальной составляющей; G_{\max} и F_{\max} — максимальные значения сигнальной и фоновой составляющих в видеосигнале; знак $\lceil Z \rceil$ означает округление числа Z до ближайшего целого в большую сторону.

Представленные результаты получены путем компьютерного моделирования при использовании алгоритма измерения координат энергетического центра изображения точечного объекта. Сравнительные результаты моделирования в случае использования других, более сложных, алгоритмов цифровой обработки сигнала приведены, например, в работе [4].

При выбранном фокусном расстоянии оптической системы связь между численными значениями измеряемых угловых координат объекта ψ и χ (выраженными в радианах) и координатами изображения x и y (выраженными в числе пространственных периодов чувствительных элементов ФПУ), устанавливается соотношениями

$$\operatorname{tg} \psi = xd/f; \quad \operatorname{tg} \chi = xd'/f, \quad (11)$$

где d и d' — пространственный период матрицы элементов ФПЗС по горизонтали и вертикали соответственно. Очевидно, что подобное соотношение устанавливает связь между средними квадратическими погрешностями измерения угловых координат объекта σ_ψ , σ_χ , с одной стороны, и σ_x и σ_y — с другой.

Оптимальное значение f определяется исходя из размеров фоточувствительной площадки ФПУ и поля зрения системы, определяемого заданным диапазоном измерения угловых координат объекта

$$f = a/2 \operatorname{tg} \psi_{\max} \quad \text{или} \quad f = a'/2 \operatorname{tg} \chi_{\max}, \quad (12)$$

где a и a' — размеры фоточувствительной площадки ФПУ по горизонтали и вертикали соответственно.

Проанализировав результаты исследований моделей, можно сделать следующие выводы.

1. При реализации квазиинвариантных схем контроля позиционирования точечных объектов при условии использования алгоритма энергетического взвешивания приведенная средняя квадратическая погрешность измерения координат изображения точечного объекта σ/d , обусловленная действием случайного шума, изменяется приблизительно обратно пропорционально отношению сигнал/шум (см. рис. 2). При больших отношениях сигнал/шум на погрешность измерения в значительно большей степени оказывают влияние другие факторы, например, искажения в АЦП или „шумы дискретизации“ изображения вследствие конечности размеров элементов фотоприемного устройства.

2. Оптимальный диаметр изображения, определяемый на уровне $E_{\max}/\sqrt{e} \approx 0,6E_{\max}$ при аппроксимации весовой функции объектива гауссоидой вращения, находится в пределах $(1,5—2)d$. Дальнейшее увеличение диаметра изображения объекта на фотоприемной матричной структуре не дает уменьшения средней квадратической погрешности измерения координат изображения точечного объекта (рис 3).

3. Достаточная разрядность двоичного кода АЦП, при которой уровень „шумов квантования“ видеосигнала становится пренебрежимо малым, зависит от степени влияния других видов помех (шумы ФПУ, „шумы дискретизации“ изображения и др.). Так, например, при отношении сигнал/шум на входе АЦП $\mu = 10$ увеличение числа разрядов более 5 уже не приводит к снижению погрешности измерения координат обнаруженного объекта, при $\mu = 100$ достаточным числом является $N = 8$ (см. рис 4). Однако в случае наблюдения за объектами в условиях сильно меняющейся в поле зрения фоновой составляющей разрядность АЦП должна быть увеличена в соответствии с выражением (10).

Работа выполнялась в рамках НИР программы „Развитие научного потенциала высшей школы“ и федеральной целевой программы „Научные и научно-педагогические кадры инновационной России“ на 2009—2013 гг.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Андреев А. Л., Тоткайло С. В. Комплексная модель оптико-электронной системы наблюдения за точечными объектами // Сб. тр. VII Междунар. конф. „Прикладная оптика-2006“. Т. 1. Оптическое приборостроение. СПб, 2006. С. 48—52.
2. Источники и приемники излучения / Г. Г. Ишанин, Э. Д. Панков, А. Л. Андреев, Г. В. Польщиков. СПб: Политехника, 1991. 240 с.
3. Андреев А. Л., Ярышев С. Н. Методы моделирования ОЭС с многоэлементными анализаторами изображения. СПб: ИТМО, 2006. 52 с.
4. Андреев А. Л. Сравнение алгоритмов интерполяции сигнала при измерении координат объектов с помощью многоэлементного фотоприемника // Сб. тр. VII Междунар. конф. „Прикладная оптика-2006“. Т. 3. Компьютерные технологии в оптике. СПб, 2006.

Сведения об авторах

- Андрей Леонидович Андреев** — канд. техн. наук, доцент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптико-электронных приборов и систем; E-mail: and-andr@yandex.ru
- Валерий Викторович Коротаев** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра оптико-электронных приборов и систем; E-mail: korotaev@grv.ifmo.ru

Рекомендована кафедрой
оптико-электронных приборов и систем

Поступила в редакцию
19.10.09 г.

УДК 621.384

И. П. ГОРШИНА

ОСОБЕННОСТИ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ МНОГОДИАПАЗОННЫХ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ

Рассмотрены особенности компьютерного моделирования многодиапазонных оптико-электронных систем обнаружения, относящиеся к отдельным модулям их обобщенной компьютерной модели. Представлена энергетическая модель фоноцелевой обстановки работы двухдиапазонной оптико-электронной системы обнаружения.

Ключевые слова: компьютерное моделирование, двух- и многодиапазонные оптико-электронные системы.

Многодиапазонные оптико-электронные системы (ОЭС), работающие одновременно в двух или более оптических спектральных диапазонах, находят в настоящее время все большее распространение в самых различных областях науки и техники [1]. Такие системы успешно используются для обнаружения различных объектов (целей) в военной технике, для мониторинга экологического состояния и контроля окружающей среды, в правоохранительной и охранной аппаратуре и др. Поскольку проведение натурных испытаний очень часто сопряжено с большими технико-экономическими и временными затратами, роль

компьютерного моделирования в процессе синтеза и анализа ОЭС, особенно на первых этапах проектирования, трудно переоценить.

В подавляющем большинстве отечественных и зарубежных публикаций, посвященных компьютерному моделированию ОЭС, рассматривается моделирование однодиапазонных ОЭС, работающих в каком-либо одном спектральном диапазоне. В настоящее время возникает необходимость разработки компьютерных моделей (КМ) многодиапазонных ОЭС, обладающих рядом преимуществ перед однодиапазонными [1, 2].

При создании ОЭС, работающих в активном режиме и использующих несколько узкополосных источников излучения или несколько полос излучения одного источника, применяют те же принципы построения. Различие состоит в том, что базы данных многодиапазонных ОЭС должны дополнительно содержать следующую информацию.

— В КМ многодиапазонных ОЭС необходимо строго учитывать спектральную селективность пропускания среды (атмосферы).

— Необходимо, чтобы в базе данных оптических систем КМ таких ОЭС содержались характеристики оптических материалов с пропусканием в рабочих спектральных диапазонах, параметры диспергирующих систем (призм, дифракционных решеток, наборов узкополосных светофильтров и др.).

— Характеристики матричных многодиапазонных приемников излучения (МПИ) [1, 3], реализующих спектральную селекцию и пространственную фильтрацию в одном элементе.

— Наличие в составе многих ОЭС систем совмещения изображений, получаемых в разных рабочих спектральных диапазонах.

Как известно, характерными показателями эффективности работы двухдиапазонной ОЭС являются:

— спектральный контраст

$$K_{\lambda} = \frac{r_{\lambda_1} - r_{\lambda_2}}{r_{\lambda_1} + r_{\lambda_2}} \quad \text{или} \quad K_{\lambda} = \frac{E_{\lambda_1} - E_{\lambda_2}}{E_{\lambda_1} + E_{\lambda_2}}, \quad (1)$$

— разность оптических сигналов

$$\Delta_{\lambda} = r_{\lambda_1} - r_{\lambda_2} \quad \text{или} \quad \Delta_{\lambda} = E_{\lambda_1} - E_{\lambda_2}, \quad (2)$$

— спектральное отношение

$$R_{\lambda} = r_{\lambda_1} / r_{\lambda_2} \quad \text{или} \quad R_{\lambda} = E_{\lambda_1} / E_{\lambda_2}, \quad (3)$$

— логарифмические спектральные отношения

$$\lg R_{\lambda} = \lg [r_{\lambda_1} / r_{\lambda_2}] \quad \text{или} \quad \lg R_{\lambda} = \lg [E_{\lambda_1} / E_{\lambda_2}]. \quad (4)$$

Здесь r_{λ} — коэффициент спектральной яркости отражающих поверхностей, E_{λ} — спектральная плотность светового потока, приведенные к выходу системы.

Энергетическая модель, в которой учитываются собственное и отраженное излучение объекта, фона и среды, находящихся в угловом поле ОЭС (в телесном угле $\Omega_{\text{ОЭС}}$), а также отраженное от них или рассеянное ими излучение, создаваемое посторонним источником или окружающей средой, находящимися вне углового поля $\Omega_{\text{ОЭС}}$, представлена на рисунке ($L_{\text{об}}$, $L_{\text{ф}}$ и L_i — яркость объекта, фона и i -го слоя ($i = \overline{1, I}$) среды соответственно; $L_{\text{отр}}$ — яркость „постороннего“ излучения в плоскости фона).

Чтобы учесть неоднородность среды распространения, разделим ее на отдельные зоны (слои), находящиеся в термодинамическом равновесии. Внутри каждого i -го слоя значения его температуры T_i , спектральных коэффициентов излучения $\varepsilon_i(\lambda)$ и пропускания $\tau_i(\lambda)$ приняты постоянными. В первом слое находится входной зрачок объектива ОЭС, объект находится в слое с номером $i=n_{\text{об}}$, фоновый излучатель — в слое с номером $i=n_{\text{ф}}$.

Приведем соотношения для

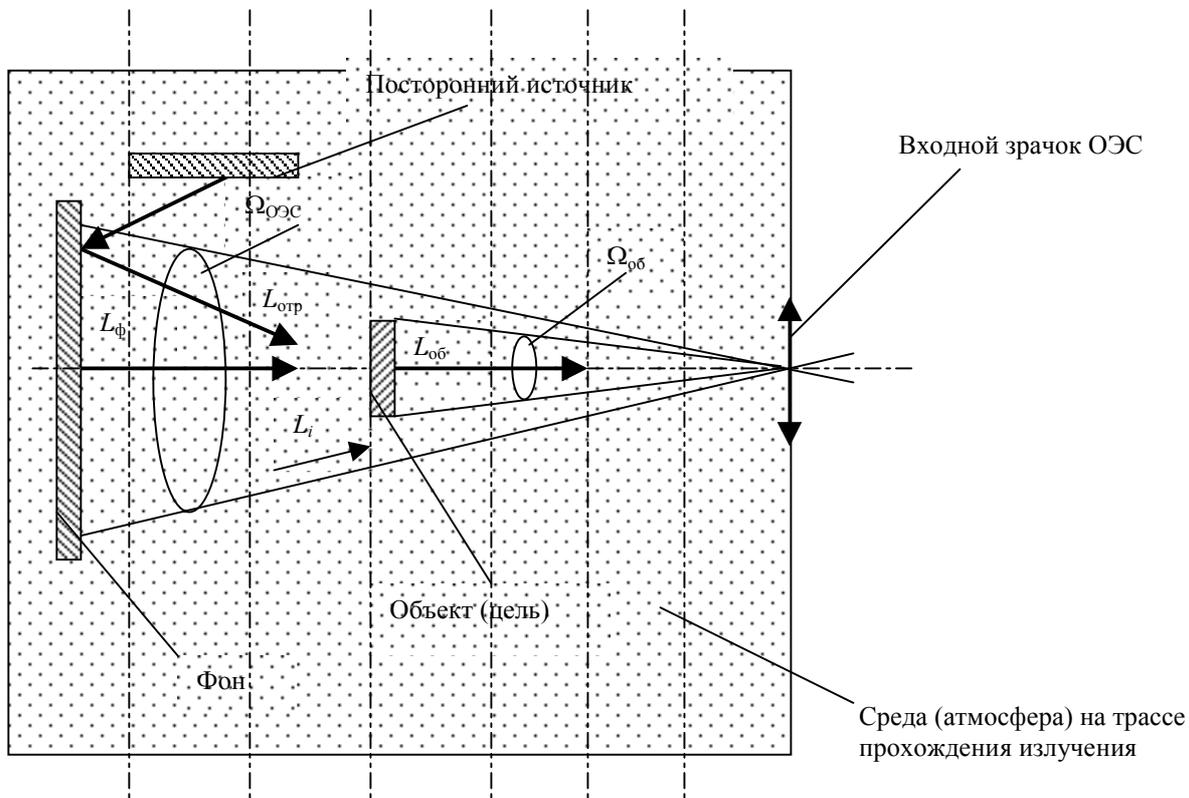
— яркости излучения, собираемого внутри телесного угла $\Omega_{об}$ и представляющего собой сумму собственного и отраженного излучения объекта, а также излучения среды на трассе внутри этого угла

$$L_{об}(\lambda) = \left[\varepsilon_{об}(\lambda)L_{об}(\lambda, T_{об}) + \frac{1}{\pi} \rho_{об}(\lambda)E_{об}(\lambda) \right] \prod_{i=1}^{n_{об}} \tau_i(\lambda) + \sum_{i=1}^{n_{об}} L_i(T_i) \prod_{j=1}^{i-1} \tau_j(\lambda) [1 - \tau_j(\lambda)]; \quad (5)$$

— яркости фона, наблюдаемого ОЭС в пределах телесного угла ($\Omega_{ОЭС} - \Omega_{об}$), не занятого объектом; эта яркость вызвана собственным и отраженным (обычно рассеянным) излучением фона, а также излучением среды на трассе внутри угла ($\Omega_{ОЭС} - \Omega_{об}$):

$$L_{ф}(\lambda) = \left[\varepsilon_{ф}(\lambda)L_{ф}(\lambda, T_{ф}) + \frac{1}{\pi} \rho_{ф}(\lambda)E_{ф}(\lambda) \right] \prod_{i=1}^{n_{ф}} \tau_i(\lambda) + \sum_{i=1}^{n_{ф}} L_i(T_i) \prod_{j=1}^{i-1} \tau_j(\lambda) [1 - \tau_j(\lambda)], \quad (6)$$

где $\varepsilon_{об}$, $\varepsilon_{ф}$, $\rho_{об}$ и $\rho_{ф}$ — коэффициенты излучения и отражения объекта и фона соответственно; $T_{об}$, $T_{ф}$ и T — температура объекта, фона и среды; $\tau(\lambda)$ — спектральное пропускание среды.



Облученность входного зрачка объектива будет равна

$$E_{вх}(\lambda) = L_{об}(\lambda)\Delta\Omega_{об} + L_{ф}(\lambda) (\Omega_{ОЭС} - \Omega_{об}).$$

Примем отражения от объекта и фона ламбертовскими, излучательные способности и значения яркости по их поверхностям и в пределах телесных углов $\Omega_{об}$ и $(\Omega_{ОЭС} - \Omega_{об})$ будем считать постоянными.

Если известны не значения облученности $E_{об}(\lambda)$ и $E_{ф}(\lambda)$, создаваемые источником „постороннего“ излучения в плоскостях объекта и фона, а приведенные к этим плоскостям яркости этого источника $L_{ex об}(\lambda)$ и $L_{ex ф}(\lambda)$, в первых квадратных скобках правой части (5) и (6) для изотропно отражающих объектов и фонов слагаемые $\frac{1}{\pi} \rho_{об}(\lambda)E_{об}(\lambda)$ и $\frac{1}{\pi} \rho_{ф}(\lambda)E_{ф}(\lambda)$ следует заменить на $\rho_{об}(\lambda)L_{ex об}(\lambda)$ и $\rho_{ф}(\lambda)L_{ex ф}(\lambda)$ соответственно (в таких случаях для непрозрачных излучателей использовать зависимости $\rho_{об}(\lambda) = 1 - \varepsilon_{об}(\lambda)$ и $\rho_{ф}(\lambda) = 1 - \varepsilon_{ф}(\lambda)$).

Часто в качестве аргумента функций r_λ или E_λ , описывающих оптический сигнал, используется не отдельная длина волны λ_1 и λ_2 , а спектральные диапазоны $\Delta\lambda_1$ и $\Delta\lambda_2$, порой достаточно протяженные, например окна прозрачности атмосферы 3—5 и 8—14 мкм. Для определения величин сигналов в рабочих спектральных диапазонах $\Delta\lambda_1$ и $\Delta\lambda_2$ можно выражения (5) и (6) проинтегрировать по λ в пределах $\Delta\lambda$.

Сигнал на выходе приемника излучения можно представить в следующем виде:

$$V(\lambda) = E_{\text{вх}}(\lambda) A_{\text{вх}} \tau_{\text{об}}(\lambda) S(\lambda),$$

где $A_{\text{вх}}$ — площадь входного зрачка объектива ОЭС, $\tau_{\text{об}}(\lambda)$ — спектральное пропускание объектива, $S(\lambda)$ — спектральная чувствительность приемника.

При нахождении в угловом поле ОЭС обнаруживаемого объекта и ряда помех сигналы в рабочих спектральных диапазонах $\Delta\lambda_1$ и $\Delta\lambda_2$ равны

$$V_{\Delta\lambda_1} = \sum_{i=1}^I V_{\text{п}\Delta\lambda_1 i} + V_{\text{ц}\Delta\lambda_1}, \quad V_{\Delta\lambda_2} = \sum_{i=1}^I V_{\text{п}\Delta\lambda_2 i} + V_{\text{ц}\Delta\lambda_2},$$

где индексы $\Delta\lambda_1$ и $\Delta\lambda_2$ обозначают принадлежность сигналов от цели $V_{\text{ц}}$ и от помех $V_{\text{п}}$ к первому или второму спектральному диапазону.

Спектральные соотношения для цели и помех могут иметь следующий вид:

$$R_{\text{ц}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2} = V_{\text{ц}\Delta\lambda_1} / V_{\text{ц}\Delta\lambda_2},$$

$$R_{\text{п}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2} = \sum_{i=1}^I V_{\text{п}\Delta\lambda_1 i} / V_{\text{п}\Delta\lambda_2 i},$$

$$R_{\text{ц+п}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2} = \sum_{i=1}^I V_{\text{ц+п}\Delta\lambda_1 i} / V_{\text{ц+п}\Delta\lambda_2 i}.$$

Если в процессе работы ОЭС значения излучательной способности и температуры цели и помех, а также коэффициенты пропускания среды распространения сигналов не изменяются, первые два ее соотношения остаются постоянными.

Третье соотношение определяет сигнал, когда в угловом поле системы могут находиться одновременно цель и помехи. Оно изменяется во времени, если относительные величины сигналов от цели и помех непостоянны в течение работы системы, например за время одного периода сканирования поля обзора. В случае, если сигнал от цели в каком-либо спектральном диапазоне, например в $\Delta\lambda_2$, гораздо слабее других сигналов, относительные величины $R_{\text{ц}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2}$, $R_{\text{п}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2}$ и $R_{\text{ц+п}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2}$ подчиняются неравенству $R_{\text{п}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2} < R_{\text{ц+п}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2} < R_{\text{ц}\Delta\lambda_1\Delta\lambda_2}$.

Следует учитывать различные значения пространственного разрешения, свойственного ОЭС, работающим в тех или иных участках оптического спектра. Так, в ОЭС УФ-диапазона пространственное разрешение обычно определяется размером одного пиксела МПИ. В ОЭС видимого диапазона это разрешение в плоскости МПИ может составлять долю пиксела МПИ, а в ОЭС длинноволнового ИК-диапазона оно может соответствовать дифракционному пределу [3].

Компьютерная модель двухдиапазонной ОЭС обнаружения может помочь при выборе положения и ширины рабочих спектральных диапазонов, что часто является одной из важных задач на начальном этапе проектирования таких ОЭС. Так, например, при разработке ряда ОЭС важно сопоставить целесообразность выбора рабочих спектральных диапазонов в ультрафиолетовой или в инфракрасной областях спектра. При работе в УФ-области можно почти полностью пренебречь влиянием фона, например, подстилающей наземной или водной поверхности. Однако пропускание среды распространения оптических сигналов — атмосферы — в УФ-диапазоне хуже, чем в окнах прозрачности ИК-диапазона. При этом уровни сигналов, создаваемых обнаруживаемыми или наблюдаемыми объектами (целями и помехами), также заметно разнятся в этих областях.

Для оценки эффективности спектральной селекции цели можно использовать величины спектральных отношений, определенные для различных задаваемых значений дальности обнаружения.

Поскольку при выборе определенных рабочих спектральных диапазонов $\Delta\lambda$ могут заметно уменьшаться величины сигналов от цели, несмотря на увеличение спектрального отношения, на практике при использовании такой „двухцветовой“ спектральной селекции необходимо стремиться одновременно к оптимизации (увеличению) спектрального отношения и обеспечению требуемого для надежной работы ОЭС уровня сигнала от цели в диапазонах $\Delta\lambda_1$ и $\Delta\lambda_2$, т.е. в рабочих спектральных каналах системы.

Поэтому уже на первых этапах компьютерного моделирования двух- и многодиапазонной ОЭС обнаружения целесообразно в соответствии с заданной вероятностью ложных тревог выбрать порог обнаружения [4, 5], а затем с помощью характеристик обнаружения (рабочих характеристик) для различных законов распределения вероятностей [6] определить зависимость вероятности правильного обнаружения от величины порога обнаружения для различных вероятностей ложных тревог. После этого, изменяя положения и ширину $\Delta\lambda_1$ и $\Delta\lambda_2$ для различных дальностей, задаваемых техническим заданием, можно вычислить спектральные отношения, приведенные к выходу системы.

Настоящая работа поддерживалась грантом Минобрнауки РФ по программе „Развитие научного потенциала высшей школы (2009—2010 гг.)“, проект № 4163.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тарасов В. В., Якушенков Ю. Г. Двух- и многодиапазонные оптико-электронные системы с матричными приемниками излучения. М.: Логос, 2007. 192 с.
2. Торшина И. П. Компьютерное моделирование многодиапазонных оптико-электронных систем // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 9. С. 37—41.
3. Тарасов В. В., Якушенков Ю. Г. Инфракрасные системы „смотрящего“ типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
4. Якушенков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. М.: Логос, 2004. 472 с.
5. Джемисон Дж. Э., Мак-Фи Р. Х., Плас Дж. Н. и др. Физика и техника инфракрасного излучения / Пер. с англ.; под ред. Н. В. Васильченко. М.: Сов. радио, 1965. 642 с.
6. Каценбоген М. С. Характеристики обнаружения. М.: Сов. радио, 1965. 104 с.

Сведения об авторе

Ирина Павловна Торшина

— д-р техн. наук, доцент; Московский государственный университет геодезии и картографии, кафедра оптико-электронных приборов;
E-mail: torshinai@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
оптико-электронных приборов

Поступила в редакцию
10.03.09 г.

Т. Г. ДИЛБАЗОВ, Н. Я. ЯГУБЗАДЕ, Е. А. ГУСЕЙНОВА

ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА С ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ ДЛЯ МАЛОГАБАРИТНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО ПРИБОРА

Предложена дифракционная система для спектрометрических приборов, в которой на плоскости формирования спектра установлено цилиндрическое зеркало. С помощью такой системы удастся значительно повысить спектральное разрешение, не увеличивая массогабаритных параметров системы. Экспериментальные исследования показали появление элементов тонкой структуры зеленой и синей линий в спектре ртутной лампы при использовании предложенной системы.

Ключевые слова: диспергирующий элемент, дифракционная решетка, разрешающая сила, сканирование.

Серьезное индустриальное воздействие на природную среду привело к тому, что требуется постоянный контроль экологической обстановки для своевременного принятия неотложных мер по сохранению уровня загрязнений окружающей среды в допустимых пределах.

К дистанционным методам контроля относятся оптические вследствие их высокой информативности. Они являются единственно возможным инструментом для наблюдения глобальных и долговременных антропогенных изменений состава атмосферы.

Наряду с общими тенденциями развития для всего оптического приборостроения можно отметить некоторые специфические направления в создании спектральных приборов. К таким тенденциям относится дальнейшее совершенствование конструкций классических щелевых дифракционных приборов, а также разработка специализированных спектральных приборов и оптимизация их параметров.

Настоящая работа посвящена исследованию возможности создания оптической системы для малогабаритных спектральных приборов с высокой разрешающей способностью. Приборы с такими характеристиками разрабатываются для оценки состояния окружающей среды и для природно-ресурсных исследований при дистанционном зондировании Земли.

Разрешающая способность и линейная дисперсия спектрального прибора влияют как на качественные его характеристики, так и на конструктивные особенности. Поэтому исследованию этих характеристик посвящено достаточно много работ [1—4]. Из этих работ следует, что повышение разрешающей способности и дисперсии оптических систем достигается введением дополнительных оптических элементов, что приводит к увеличению размеров, усложнению кинематических механизмов согласования движений отдельных оптических элементов при сканировании спектра, дополнительным потерям в светосиле и усложнению оптических деталей, что делает их значительно дороже.

В работе [5] предложен способ эффективного повышения линейной дисперсии оптических систем. Для разработки систем малогабаритного монохроматора и повышения практической разрешающей способности в настоящей работе выбран этот способ. Предлагается классическая система спектрального прибора, объектив которого выполнен в виде выпуклого цилиндрического зеркала (рис. 1, 1 — входная щель; 2 — вогнутая дифракционная решетка; 3 — цилиндрическое зеркало; 4 — выходная щель). Образующая цилиндрическая поверхность этого зеркала расположена в плоскости, перпендикулярной плоскости дисперсии дис-

пергирующего элемента. Спектральный прибор с высокой разрешающей способностью может использоваться в полевых условиях и применяться в бортовых системах.

Излучение ртутной лампы через входную щель заполняет дифракционную решетку, которая формирует спектр на поверхности цилиндрического зеркала.

На поверхности зеркала невозможно фиксировать в виде отдельных линии (с длиной волны $\lambda + \Delta\lambda$ и $\lambda - \Delta\lambda$), разрешенные решеткой. Это связано с реальным пределом разрешения, обусловленным искажениями волнового фронта, проходящего через прибор. Чтобы фиксировать полосы излучения в отдельности, принадлежащие этим лучам, требуется увеличение расстояния между решеткой и зеркалом, что приводит к росту массогабаритных параметров прибора.

При отражении от сферической поверхности лучей угол между ними увеличивается, спектр „растягивается“ и становится возможным

фиксировать по отдельности полосы излучения линий с длиной волны $\lambda + \Delta\lambda$, $\lambda - \Delta\lambda$. Поскольку спектральная линия является изображением щели, а спектр — совокупностью этих линий, можно говорить об увеличении угловой дисперсии этих лучей. В дифракционных системах с вогнутой дифракционной решеткой разрешающая способность определяется угловой дисперсией. Поэтому наличие цилиндрического зеркала в классической дифракционной системе с вогнутой решеткой увеличивает ее разрешающую способность.

В работе [6] получено выражение для разрешающей способности таких систем:

$$\frac{\lambda}{\delta\lambda} = D \left[3 - 2 \frac{S'}{r} \right] \left(\frac{d\varphi}{d\lambda} \right)_p = \frac{ADS''}{\cos\theta} \left[3 - 2 \frac{S'}{r} \right] \left(\frac{d\varphi}{d\lambda} \right)_p \dots$$

где $\frac{d\varphi}{d\lambda}$ — дисперсия решетки, $A = \frac{D}{f}$ — относительное отверстие выходного объектива,

D — ширина диафрагмы, f — фокусное расстояние выходного объектива, S' и S'' — расстояние между решеткой и зеркалом, зеркалом и выходной щелью соответственно, r — радиус цилиндрического зеркала, θ — угол между средней линией светового потока (интервала) и нормалью к поверхности спектра.

Из выражения следует, что разрешающую способность системы (при D и $A = \text{const}$) можно повысить увеличением расстояний S' , S'' и уменьшением радиуса r цилиндрического зеркала. Более эффективным является уменьшение r , так как в этом случае не увеличиваются массогабаритные параметры прибора.

Исследованы изменения спектра излучения ртутной лампы ДРШ-250 в видимой области спектра после отражения от плоского и цилиндрического зеркал, помещенных на фокальной плоскости дифракционной решетки. Отраженные лучи проходят через выходную щель и фиксируются приемно-регистрирующим устройством. Сканирование спектра осуществляется поворотом дифракционной решетки вокруг оси, проходящей через ее вершину. Приемником излучения является ФЭУ-85, спектр регистрируется автоматически одноточечным потенциометром.

В спектре, сформированном плоской решеткой и отраженном от плоского зеркала (рис. 2, а), определяется положение полосы излучений только синей ($\lambda_{\text{max}} = 404\text{—}410; 435,8 \text{ нм}$) и зеленой ($\lambda_{\text{max}} = 546,1 \text{ нм}$) линий. В спектре, сформированном вогнутой решеткой и

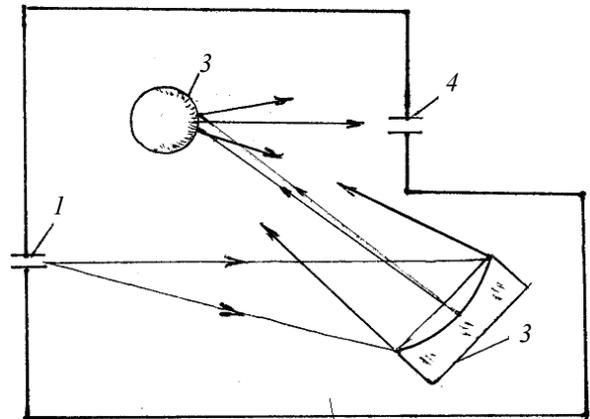


Рис. 1

отраженном от цилиндрического зеркала появляется несимметричность этих полос (рис. 2, б). С уменьшением диаметра зеркал в отраженном спектре появляются „новые“ полосы с хорошо выраженными максимумами.

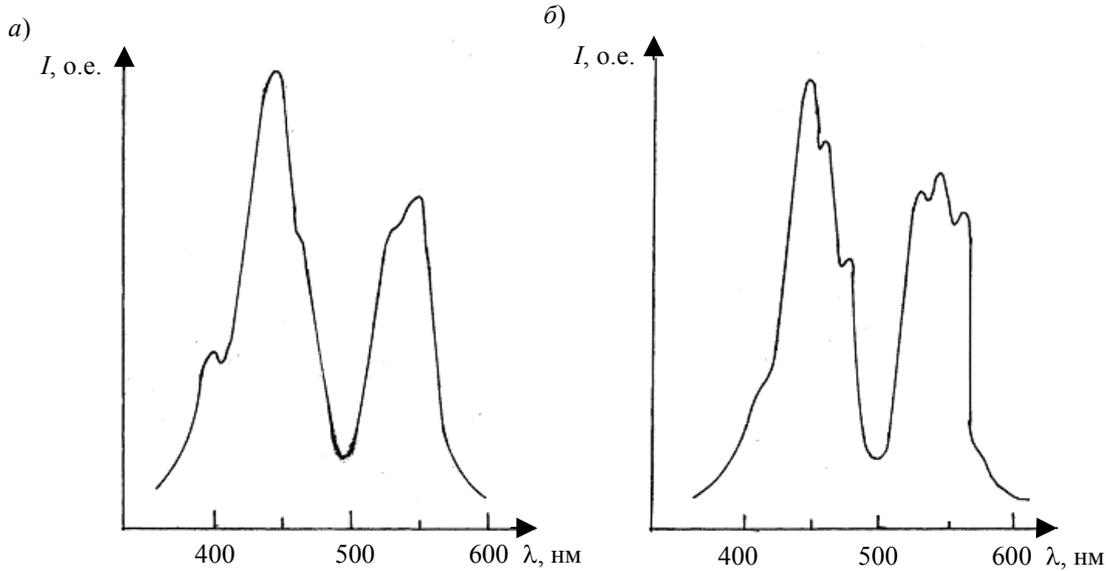


Рис. 2

Хорошо изученная [7] зеленая линия ртути возникает в результате перехода $6^3P_2 - 7^3S_1$ и насчитывает 14 компонентов, 4 из которых более интенсивные и принадлежат изотопам Hg^{198} , Hg^{200} , Hg^{202} , Hg^{204} . Можно полагать, что наблюдаемые после отражения от цилиндрического зеркала новые полосы излучения принадлежат этим изотопам. Новые полосы излучения, появляющиеся в спектре после отражения от цилиндрического зеркала в синей области, также принадлежат изотопам.

Результаты ряда исследований (например, [7, 8]) показывают, что наличие цилиндрического зеркала в дифракционной оптической системе с вогнутой решеткой позволяет использовать высокую разрешающую способность самой решетки. При этом не увеличиваются массогабаритные параметры системы. С помощью таких систем можно создавать спектральные приборы для дистанционных исследований.

Оптическая система с цилиндрическим зеркалом может быть применена с аналогичным эффектом также в дисперсионных системах измерений.

Следует отметить, что выбирая диспергирующий элемент с высокой разрешающей способностью и цилиндрические зеркала с разными покрытиями, можно создавать малогабаритные спектральные приборы с высокой разрешающей способностью также в других областях оптического диапазона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Скоков И. В. Оптические спектральные приборы. М.: Машиностроение, 1984. 135 с.
2. Hindblom P., Stenman F. // Appl. Opt. 1989. Vol. 28, N 13. P. 254.
3. Mazzacurati V., Ruokko G., Signorelli G. // Opt. Commun. 1988. Vol. 67, N 6. P. 399.
4. Савушкин Н. В., Соколова А. В., Старцев Г. П. // ОМП. 1989. № 1. С. 34.
5. А. с. № 1453187. СССР / Т. Г. Дилбазов. 1989. БИ № 3.
6. Дилбазов Т. Ш., Ягубзаде Н. Й. // Физика. 2006. Т. 12, № 4. С. 71.
7. Королев Ф. А., Одинцов В. И. // Опт. и спектр. 1956. Т. 1, вып. 1. С. 17.
8. Yaqubzade N. Y., Abbasova R. B., Süleymanova S. A., Dilbazov T. H. // AMAKA xeberleri. 2006. N 2. S. 117.

Сведения об авторах

- Тариел Гаджи оглы Дилбазов*** — канд. физ.-мат. наук; Институт аэрокосмической информатики Национального аэрокосмического агентства республики Азербайджан, отдел исследования и разработки оптико-электронных устройств, старший научный сотрудник, Баку
- Наиля Ягуб кызы Ягубзаде*** — Институт аэрокосмической информатики Национального аэрокосмического агентства республики Азербайджан, отдел исследования и разработки оптико-электронных устройств, старший научный сотрудник, Баку; E-mail: naile_yaqub@mail.ru
- Ельвира Али кызы Гусейнова*** — Институт аэрокосмической информатики Национального аэрокосмического агентства республики Азербайджан, отдел исследования и разработки оптико-электронных устройств, старший научный сотрудник, Баку

Рекомендована институтом

Поступила в редакцию
06.07.09 г.

ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ И НАДЕЖНОСТЬ ПРИБОРОВ И СИСТЕМ

УДК 536.24:66.096.5

В. П. Ходунков

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ТЕМПЕРАТУРОПРОВОДНОСТИ ПСЕВДООЖИЖЕННОГО СЛОЯ

Проанализирована тепловая модель процесса внешнего теплообмена в псевдоожиженном слое. Для решения задачи используется регулярный режим третьего рода. Приведены расчетная формула для коэффициента эффективной теплопроводности и принципиальная схема метода измерений.

Ключевые слова: эффективная теплопроводность, псевдоожиженный слой, пульсации температуры, измерение, пакет частиц.

Сведения об эффективной теплопроводности и температуропроводности в неподвижном зернистом слое, как и о методах измерения, довольно обширны, хорошо изучены и подробно изложены в монографиях, например, [1—4].

В неоднородных дисперсных потоках, разновидностью которых является псевдоожиженный (кипящий) слой (КС), в силу иного механизма переноса теплоты расчеты и измерения указанных параметров крайне затруднены. Поскольку эффективная температуропроводность характеризует тепловой режим слоя (например, выравнивание температур в реакторе КС), ее определение является актуальной задачей.

К настоящему времени принято считать, что параметры „эффективная температуропроводность псевдоожиженного слоя“ a_{eff} и „коэффициент диффузии“ (перемешивания) D практически тождественны [5]:

$$a_{\text{eff}} = D = \frac{1}{60} \sqrt{gL^3}, \quad (1)$$

где $g = 9,81 \text{ м/с}^2$ — ускорение свободного падения, L — масштаб реактора КС, м (обычно высота насыпного КС H_0). Выражение (1) получено из известного для коэффициента турбулентной диффузии D_T :

$$D_T = \varphi v_T l_T, \quad (2)$$

где $\varphi \approx 0,1$ — численный коэффициент; v_T — средняя скорость турбулентных пульсаций, м/с; l_T — масштаб пульсаций (путь смешения) турбулентного вихря, м.

К сожалению, никто из исследователей не приводит обоснования правомерности утверждения о тождественности a_{eff} и D в псевдоожиженном слое.

В настоящей работе приведены расчетные формулы для эффективной температуропроводности псевдоожиженного слоя и представлен разработанный на их основе метод измерений.

Рассмотрим физическую модель теплообмена поверхности тела, погруженного в псевдооживленный слой (рис. 1, *а* — реальная, *б* — трансформированная картина обтекания поверхности). Как схематически показано на рис. 1, пакет частиц (плотная фаза) из объема КС подходит к поверхности теплообмена и соприкасается с ней в течение некоторого времени τ , затем уходит в объем слоя, сменяясь газовым пузырем. Эта так называемая континуальная модель внешнего теплообмена была предложена Миклеем и Фейербенксом [6]. Частота смены газовой и плотной фаз у поверхности тела определяется частотой собственных гравитационных колебаний f_0 кипящего слоя в целом. При этом считается, что основной вклад в теплообмен вносят пакеты частиц, теплообмен с газовым пузырем пренебрежимо мал. Данный факт подтверждается как экспериментальными данными автора настоящей работы, так и данными других исследователей.

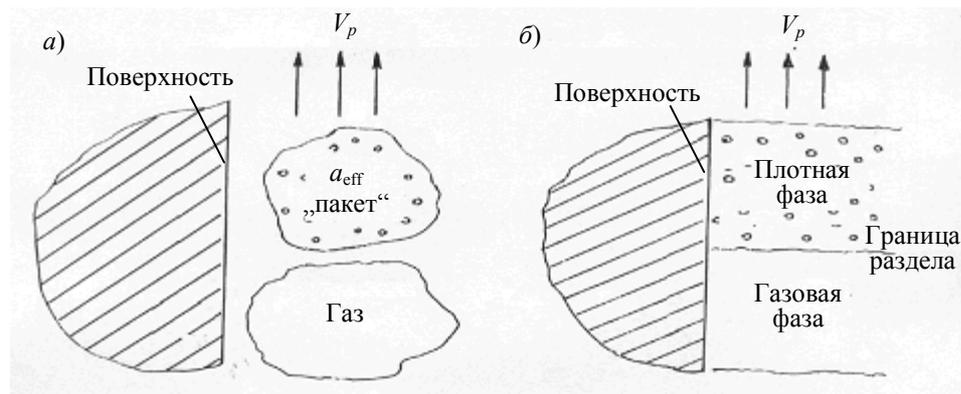


Рис. 1

При прохождении пакета частиц малоинерционные преобразователи температуры, размещенные на поверхности теплообмена последовательно по вертикали, изменяют свою температуру синхронно с движением пакета. Пакет частиц границами своего контура „гонит“ температурную волну вдоль поверхности теплообмена. Вследствие этого температура поверхности θ_w периодически изменяется по следующему закону:

$$\theta_w = F(\tau) = \bar{\theta}_w + A \cos(2\pi\tau/T), \tag{3}$$

где $\bar{\theta}_w$ — среднее значение температуры поверхности, около которого происходят колебания, К; T — период колебания, с; A — коэффициент. Для псевдооживленных систем период колебаний обратно пропорционален частоте гравитационных колебаний слоя:

$$T = 1/f_0. \tag{4}$$

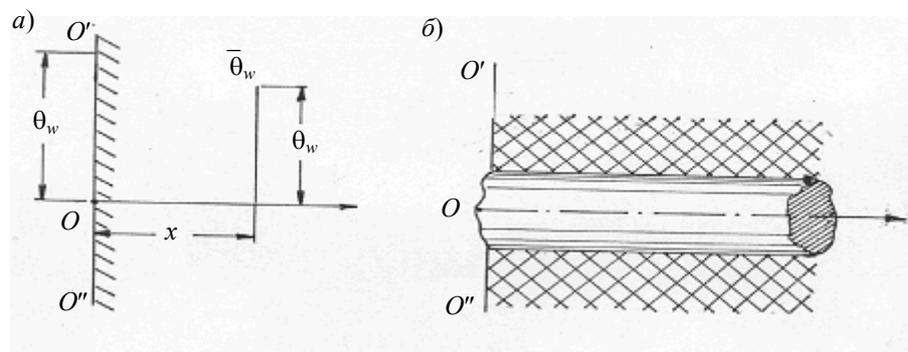


Рис. 2

Учитывая малый вклад в теплообмен газового пузыря, будем рассматривать только теплообмен поверхности с пакетом частиц. Используем тепловую модель для температурных волн в стержне (рис. 2, *б*) или полупространстве (рис. 2, *а*) в регулярном режиме третьего рода [7]. При этом роль стержня будет играть пакет частиц с эффективными значениями тепло- и температуропроводности. Также примем, что движется не пакет частиц (пакет „заморожен“), а

температурная волна, которая движется вдоль оси X , изменяя при этом амплитуду и фазу. Температура θ_w как функция X и τ на расстоянии X от $O'O'O''$ должна иметь вид

$$\theta_w = \bar{\theta}_w + Af(x) \cos(2\pi\tau/T - \varphi(x)). \quad (5)$$

Аналогично [7] обозначим:

$$\vartheta = \theta_w - \bar{\theta}_w, \quad (6)$$

где ϑ — амплитуда пульсаций температуры в точке с координатой X , K . Функция ϑ должна удовлетворять, во-первых, уравнению теплопроводности Фурье:

$$\frac{\partial \vartheta}{\partial \tau} = a_{\text{eff}} \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2}, \quad (7)$$

во-вторых, на поверхности $O'O'O''$ (т.е. при $X=0$) в любой момент времени — условию

$$\vartheta|_{x=0} = \vartheta_0 = A \cos(2\pi\tau/T). \quad (8)$$

Решение уравнений (7), (8) дает следующее общее выражение [7]:

$$\vartheta = \theta_w - \bar{\theta}_w = Ae^{-x\sqrt{\frac{\pi}{a_{\text{eff}}T}}} \cos\left(x\sqrt{\frac{\pi}{a_{\text{eff}}T}} - 2\pi\frac{\tau}{T}\right). \quad (9)$$

Здесь множитель $e^{-x\sqrt{\frac{\pi}{a_{\text{eff}}T}}}$ характеризует степень затухания температурной волны. В действительности для псевдооживленного слоя такое затухание отсутствует, поэтому $e^{-x\sqrt{\frac{\pi}{a_{\text{eff}}T}}} = 1$; амплитуда пульсаций температуры ϑ есть величина постоянная и определяется величиной коэффициента A — $\vartheta = \text{const} = A$, следовательно

$$\cos\left(x\sqrt{\frac{\pi}{a_{\text{eff}}T}} - 2\pi\frac{\tau}{T}\right) = 1. \quad (10)$$

Из соотношения (10) получаем уравнение для коэффициента эффективной температуропроводности пакета частиц

$$a_{\text{eff}} = \frac{Tx^2}{4\pi\tau}. \quad (11)$$

Обозначим расстояние X между двумя точками l , значение τ для кипящего слоя выразим через скорость движения пакета частиц v_p :

$$\tau = l/v_p, \quad (12)$$

скорость движения пакетов вычисляется по известной формуле [5]:

$$v_p = f_0 H_0. \quad (13)$$

Подставив (13), (12) в (11), с учетом (4) получим:

$$a_{\text{eff}} = f_0 H_0^2 / 4\pi. \quad (14)$$

С учетом известной формулы [5, 8] для частоты гравитационных колебаний

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{g/H_0} \quad (15)$$

получим окончательную расчетную формулу для эффективной температуропроводности пакета частиц:

$$a_{\text{eff}} = \frac{1}{8\pi} \sqrt{gH_0^3}. \quad (16)$$

Эффективная температуропроводность псевдооживленного слоя a_b определяется объемной долей пакетов частиц, характеризуемой порозностью слоя ε :

$$a_b = (1 - \varepsilon)a_{\text{eff}} = \frac{1 - \varepsilon}{8\pi} \sqrt{gH_0^3} . \quad (17)$$

Обычно в начале процесса псевдооживления $\varepsilon \approx 0,4$

$$a_b = \frac{1}{40} \sqrt{gH_0^3} , \quad (18)$$

в режиме развитого псевдооживления $\varepsilon \approx 0,5—0,6$

$$a_b = \frac{1}{(50—65)} \sqrt{gH_0^3} . \quad (19)$$

Проанализировав уравнения (1), (17), (19), можно утверждать, что коэффициент температуропроводности слоя действительно практически тождествен коэффициенту перемешивания.

Формулы (11), (17) могут быть положены в основу метода измерений эффективной температуропроводности кипящего слоя:

$$a_b = (1 - \varepsilon) \frac{Tl^2}{4\pi\tau^2} . \quad (20)$$

Для реализации метода достаточно иметь два малоинерционных термопреобразователя, размещенных на заданном базовом расстоянии, и преобразователь порозности (обычно емкостной датчик). Принципиальная схема измерений приведена в работе [9]. Конструкция первичного преобразователя является определяющей при реализации метода и должна удовлетворять следующим основным требованиям:

— термопреобразователи должны иметь постоянную времени не более 10^{-3} с и размеры, не превышающие размера пакетов частиц, но не менее десяти диаметров одиночной частицы. Для наименьшего искажения гидродинамики процесса они должны выполняться в планарном виде на изолирующей подложке с низкой теплопроводностью (керамика, ситалл и др.) и располагаться на массивном теле (зонде) с высокой теплопроводностью, имеющем температуру, существенно отличающуюся от температуры ядра кипящего слоя;

— преобразователь порозности должен быть планарного типа (оптимально-емкостной) и занимать ту же область, что и термопреобразователи.

Апробация метода была осуществлена в лаборатории кафедры теплофизики СПбГУ ИТМО на базе устройства для измерения скорости движения частиц дисперсного потока, подробное описание которого приведено в [9, 10]. В результате экспериментальных исследований получены значения эффективной температуропроводности кипящего слоя из кварцевого песка с диаметром частиц $7 \cdot 10^{-4}$ м в аппарате сечением $0,2 \times 0,2$ м. Полученные значения a_b для разных режимов псевдооживления находятся в пределах $0,005—0,04$ м²/с.

В заключение следует отметить, что применение тепловых методов измерения в системах с псевдооживленным слоем представляется перспективным с точки зрения анализа не только теплофизических, но и структурно-гидродинамических параметров процесса. Устройства, созданные на базе тепловых методов, более универсальны для практического применения, что особенно важно в системах диагностики и управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чудновский А. Ф. Теплофизические характеристики дисперсных материалов. М.: Физматгиз, 1962. 450 с.
2. Миснар А. Теплопроводность твердых тел, жидкостей, газов и их композиций / Пер. с франц.; под ред. Э. Э. Штильрайн. М.: Мир, 1968. 404 с.
3. Дульнев Г. Н., Заричняк Ю. П. Теплопроводность смесей и композиционных материалов. Л.: Энергия, 1974. 264 с.

4. Кондратьев Г. М., Дульнев Г. Н., Платунов Е. С., Ярышев Н. А. Прикладная физика. Теплообмен в приборостроении. СПб: СПбГУ ИТМО, 2003. 560 с.
5. Тодес О. М., Цитович О. Б. Аппараты с кипящим зернистым слоем. Л.: Химия, 1981. 296 с.
6. Micley H. S., Fairbanks D. R. // AICHE J. 1955. Vol. 1, N 9. P. 374.
7. Кондратьев Г. М. Тепловые измерения. М.: Машгиз, 1957. С. 102—107.
8. Тодес О. М., Цитович О. Б. Проблемы масштабирования аппаратов с псевдооживленным слоем // ТОХТ. 1983. Т. 17, № 5. С. 648—653.
9. Дульнев Г. Н., Пилипенко Н. В., Ходунков В. П. Теплофизические аспекты процесса псевдооживления в энергетических установках // Изв. вузов. Приборостроение. 2010. Т. 53, № 3. С. 83—89.
10. Пилипенко Н. В., Ходунков В. П. Устройство для измерения скорости двухфазного потока // Изв. вузов. Приборостроение. 1989. Т. 22, № 3. С. 91—93.

Сведения об авторе

Вячеслав Петрович Ходунков

— аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра энергофизического мониторинга и компьютерной теплофизики;
E-mail: walkerearth@mail.ru

Рекомендована кафедрой
энергофизического мониторинга
и компьютерной теплофизики

Поступила в редакцию
23.12.09 г.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 658.512.011.56

А. А. ОЖИГАНОВ, А. И. ЧЕПУРНОЙ

МЕТОД РАЗРАБОТКИ WEB-ПРИЛОЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ СИСТЕМ ИЕРАРХИЧЕСКИХ КОНЕЧНЫХ АВТОМАТОВ

Предлагается метод разработки web-приложений, позволяющий на основе задания формально верифицируемой модели иерархическими конечными автоматами обеспечить однозначное соответствие ей работающего приложения.

Ключевые слова: *web-приложение, конечный автомат, темпоральная логика, моделирование, программное обеспечение.*

В настоящее время наблюдается значительный рост числа web-приложений с одновременным усложнением их функциональности. Поэтому существенную значимость приобретает повышение качества разработанных web-приложений.

В настоящей работе предлагается метод разработки web-приложений, основанный на использовании систем иерархических конечных автоматов. Метод состоит из следующих шагов.

1. Описывается обобщенная структура web-приложения [1].
2. Осуществляется разбиение компонентов структуры на элементарные части, после чего описываются связи между ними [2].
3. По полученному описанию задается формальная модель web-приложения в виде системы иерархических конечных автоматов.
4. Задается спецификация для приложения в целом и отдельных его компонентов (в терминах конечных автоматов или темпоральных логик STL/LTL) [3].
5. Осуществляется автоматическая проверка модели на соответствие спецификации. Если в процессе верификации обнаруживается несоответствие модели спецификации, выдается сообщение об ошибке. В данном случае необходимо вернуться к шагам 2—4 и исправить ошибку. Если ошибок не обнаружено, осуществляется переход к шагу 6.
6. На основе модели генерируется XML-описание переходов в приложении.
7. Разрабатывается исходный код элементов web-приложения, описанных в XML, например, на языках Java/JSP, PHP, Ruby и т.п.

Предложенный метод позволяет значительно уменьшить число ошибок в web-приложениях за счет однозначного соответствия разработанного web-приложения формально верифицируемой модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Szyperski C.* Component Software: Beyond Object-Oriented Programming. Addison-Wesley, 1999. 411 p.
2. *Ожиганов А. А., Чепурной А. И.* Классификация связей между частями web-приложения и его описание с использованием модели конечных автоматов // Науч.-технич. вестн. СПбГУ ИТМО. 2009. Вып. 59. С. 100—106.

3. Кларк Э. М. мл., Грамберг О., Пелед Д. Верификация моделей программ: Model Checking. М.: МЦНМО, 2002. 416 с.

Сведения об авторах

- Александр Аркадьевич Ожиганов** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru
- Александр Иванович Чепурной** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра вычислительной техники; E-mail: alexch@bk.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительной техники

Поступила в редакцию
06.08.10 г.

УДК 541.49+544.51+535.37

В. С. ЕРМОЛАЕВ, М. В. ИНОЧКИН, И. П. ПУЗЫК, Л. В. ХЛОПОНИН, М. В. ПУЗЫК

СЕНСОРНЫЙ ЭЛЕМЕНТ ЛЮМИНЕСЦЕНТНОГО КИСЛОРОДНОГО ДАТЧИКА

Предложен люминесцирующий сенсорный элемент для регистрации молекулярного кислорода в водном растворе или атмосфере на основе иммобилизованного комплекса в катионообменной мембране.

Ключевые слова: циклометаллированный комплекс Pt(II), сенсорный элемент, молекулярный кислород, катионообменная мембрана.

В настоящее время для контроля содержания кислорода в воздухе используются кислородные газовые анализаторы, основанные на магнитном методе анализа. Возможности их применения в пожаро- и взрывоопасных условиях ограничены большими габаритами и инерционностью [1]. Устранение перечисленных недостатков возможно за счет применения люминесцентного метода.

Люминесценция ряда координационных соединений Ru(II), Ir(III) и Pt(II) с дииминовыми, циклометаллированными или порфириновыми лигандами эффективно тушится кислородом. Кинетика этих процессов описывается законом Штерна—Фольмера [2—6]. Спектры поглощения и люминесценции указанных комплексов находятся в видимом диапазоне, поэтому использование светодиодов и волоконно-оптических систем для создания газоанализаторов нового поколения представляется весьма перспективным.

Наряду с ранее описанными соединениями [1—3] в настоящей работе предлагается новая основа для сенсорного элемента — катион циклометаллированного комплекса Pt(II): [PtEnTpy]⁺ (где En — этилендиамин, Tpy- 2-(2`-тиенил)пиридин), который иммобилизован в прозрачную катионообменную мембрану МФ-4СК (ОАО „Пластполимер“) (рис. 1, здесь 6 < x < 8, 100 < n < 1000).

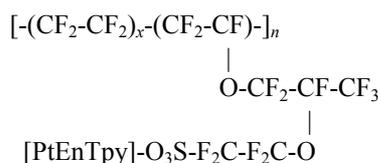
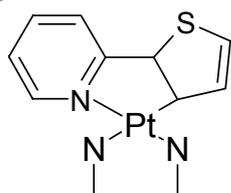


Рис. 1

Процесс синтеза комплекса и методика его иммобилизации в катионообменную мембрану рассмотрены ранее [7, 8]. Для эксперимента использовались мембраны размером $10 \times 20 \times 0,125$ мм, которые фиксировались в кварцевой кювете. При иммобилизации в мембране образуется монослойный ряд комплекса платины и, согласно нашим расчетам, максимальный расход комплекса для каждой мембраны не превышает 0,1 мг. Через стеклянный капилляр из газометра в кювету подавался воздух, смесь воздуха с аргоном в известном соотношении или аргон (высокой чистоты, ОАО „Лентехгаз“). Выбранный комплекс эффективно поглощает свет ближнего УФ и видимого диапазона (до 410 нм), поэтому для фотовозбуждения использовали стандартный светодиод HPL-H77AV1BA, излучающий в диапазоне 365—400 нм. Малогабаритным оптоволоконным спектрометром Ocean Optics USB4000-VIS-NIR (США) при комнатной температуре регистрировалась интенсивная люминесценция комплекса в видимом диапазоне.

Ранее было установлено, что интенсивность люминесценции раствора комплекса зависит от концентрации молекулярного кислорода [5, 6]. По аналогии с другими комплексами [2, 4] предположим, что эффективное тушение люминесценции обусловлено образованием синглетного кислорода в соответствии с уравнениями:

1) $[\text{PtEnTpy}]^+ + h\nu = {}^*[\text{PtEnTpy}]^+$ — образование электронно-возбужденного состояния комплекса,

2) ${}^*[\text{PtEnTpy}]^+ + {}^3\text{O}_2 = [\text{PtEnTpy}]^+ + {}^1\text{O}_2$ — образование синглетного кислорода.

Однако исследование влияния молекулярного кислорода на интенсивность люминесценции иммобилизованного в катионообменной мембране комплекса не проводилось. Нами установлено, что изменение концентрации (N) молекулярного кислорода в диапазоне ~ 21 % (воздух) – 0 (аргон) не влияет на интенсивность люминесценции (I) сухой мембраны. Это обусловлено тем, что макромолекулы полимера мембраны препятствуют диффузии молекулярного кислорода к комплексу. Однако проведение эксперимента, когда мембрана находится в воде, кардинально изменяет картину (рис. 2, 1 — $N = 21$ %, 2 — 10,5, 3 — 5, 4 — 0).

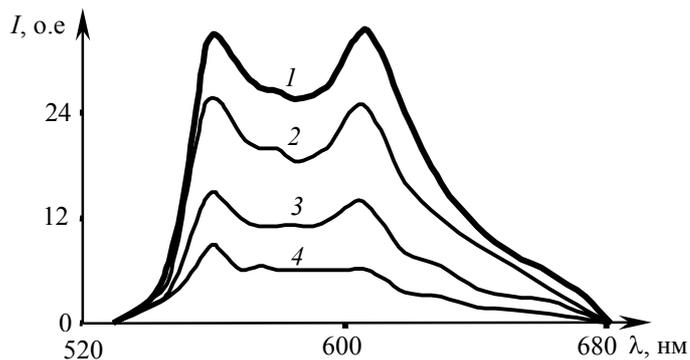


Рис. 2

При уменьшении доли воздуха (а точнее — молекулярного кислорода) и соответственно увеличении доли аргона наблюдается возрастание интенсивности люминесценции с сохранением колебательной структуры спектра.

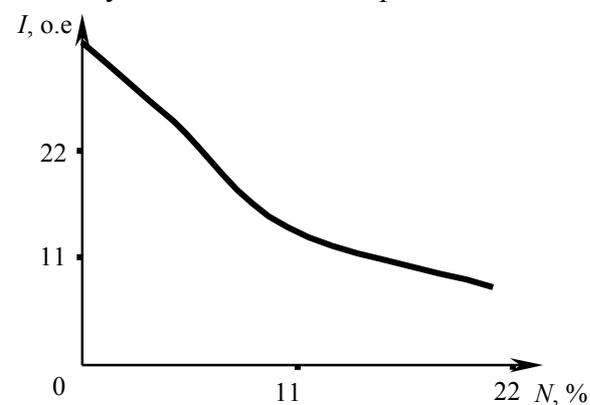


Рис. 3

На рис. 3 приведена нелинейная зависимость интенсивности люминесценции на длине волны 560 нм от концентрации молекулярного кислорода.

Таким образом, в настоящей работе продемонстрирована возможность создания сенсорного элемента кислородного датчика на основе катионного циклометаллированного комплекса $[\text{PtEnTpy}]^+$, исследована зависимость интенсивности люминесценции катионообменной мембраны, модифицированной $[\text{PtEnTpy}]^+$, от концентрации кислорода. В дальнейшем авторы планируют более детально изучать зависимости интенсивности люминесценции от различных физико-технических параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Плавинский Е. Б., Копытчук Н. Б. Оптоэлектронный люминесцентный газоанализатор // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2001. № 1. С. 37—38.
2. Gao R., Ho D. G., Hernandez B., Selke M., Murphy D., Djurovich P. I., Thompson M. E. Bis-cyclometalated Ir(III) Complexes as Efficient Singlet Oxygen Sensitizers // J. of Amer. Chem. Soc. 2002. Vol. 9, N 50. P. 14 828—14 829.
3. Vasil'ev V. V., Borisov S. M. Optical oxygen sensors based on phosphorescent water-soluble platinum metals porphyrins immobilized in perfluorinated ion-exchange membrane // Sensors and Actuators B. 2002. Vol. 82, N 2—3. P. 272—276.
4. Борисов С. М., Васильев В. В. Образование синглетного кислорода, фотосенсибилизированное водорастворимыми металлопорфиринами // Журн. физ. химии. 2001. Т. 75, № 11. С. 2057—2062.
5. Андреева Д. А., Пузык М. В. Тушение люминесценции циклометаллированных комплексов Pt(II) молекулярным кислородом // Опт. и спектр. 2003. Т. 95, № 5. С. 764—765.
6. Хахалина М. С., Родионова О. А., Пузык М. В. Тушение люминесценции циклометаллированных комплексов Pt(II) молекулярным кислородом в ацетонитриле и метаноле // Опт. и спектр. 2009. Т. 106, № 4. С. 598—600.
7. Kvam P.-I., Puzyk M. V., Kotlyr V. S., Balashev K. P., Songstad J. // Properties of Mixed-Ligand Cyclometalated Platinum (II) Complexes from 2-Phenylpyridine and 2-(2'-Thienyl)pyridine. Voltapptic, Absorption and Emission Studies // Acta Chem. Scand. 1995. Vol. 49. P. 645—652.
8. Хахалина М. С., Тихомирова И. Ю., Пузык М. В. Влияние паров воды и органических растворителей на люминесценцию катионообменных мембран, иммобилизированных циклометаллированными комплексами Pt(II) // Опт. и спектр. 2010. Т. 108, № 5. С. 745—751.

Сведения об авторах

- Владимир Сергеевич Ермолаев** — Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра лазерной техники и биомедицинской оптики, старший научный сотрудник;
E-mail: vermolaev@yahoo.com
- Михаил Владимирович Иночкин** — канд. физ.-мат. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра лазерной техники и биомедицинской оптики;
E-mail: m_inochkin@mail.ru
- Ирина Петровна Пузык** — канд. хим. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра лазерной техники и биомедицинской оптики
- Леонид Викторович Хлопонин** — канд. физ.-мат. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра лазерной техники и биомедицинской оптики
- Михаил Владимирович Пузык** — канд. хим. наук, доцент; РГПУ им. А. И. Герцена, кафедра неорганической химии, Санкт-Петербург; E-mail: puzyk@mail.ru

Рекомендована кафедрой
лазерной техники и биомедицинской оптики

Поступила в редакцию
04.06.10 г.

SUMMARY

P. 5—9.

SPECTRAL DOMAIN MARKING OF DIGITAL IMAGES

The problem of image watermarking for multimedia product copyright protection is considered. The new method proposed here is based on a known digital watermarking algorithm, but the watermark is placed in spectral domain to increase its tolerance to marked image compression and transformation. Efficiency of the proposed method as compared with known ones is confirmed by presented quantitative characteristics.

Keywords: digital watermark, marking, wavelet.

Data on authors

- Michael V. Grishin* — Cand. Techn. Sci.; Mobile TeleSystems, Department of Exploitation Macro-Region, St. Petersburg; E-mail: ckyznetsov@gmail.com
- Alexander Yu. Tropchenko* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Technology; E-mail: tau@d1.ifmo.ru
- Wang Jian* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Technology; E-mail: wangjian119@sohu.com

P. 10—17.

NONLINEAR TENSOR REGRESSION ANALYSIS OF OPTIMAL POSITIONING OF ELECTROMAGNETIC SOURCE UNDER UNAUTHORIZED SCANNING OF ITS RADIATED FIELD

A procedure is proposed for optimization of linear and angular coordinates of electromagnetic emitter to minimize intensity of its radiated field in a given set of sensing points in 3D continuum. The presented solution is based on representation of remote intensity of radiation with covariant tensors of fixed valence depending on spatial and angular orientation of the source.

Keywords: nonlinear regression, covariant tensor of finite valence, quadratic optimization problem.

Data on authors

- Vladimir A. Kozyrev* — Post-Graduate Student; Institute for System Dynamics and Control Theory of Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, Irkutsk
- Anton E. Kumenko* — Cand. Techn. Sci., Senior Scientist; Scientific Production Association ORION, Krasnoznamensk
- Alexey G. Rudykh* — Post-Graduate Student; Irkutsk Military Institute of Aircraft Engineering
- Vyacheslav A. Rusanov* — Dr. Phys.-Math. Sci., Chief Scientist; Institute for System Dynamics and Control Theory of Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, Irkutsk; E-mail: V.Rusanov@mail.ru

P. 18—24.**SYNTHESIS OF AUTOMATIC CONTROL SYSTEM FOR AIRCRAFT ON THE BASE OF AUTOMATIC RESTRICTION OF LIMITING PARAMETERS**

The problem of restriction of aircraft movement parameters is considered. Application of control channel selection of is shown to provide an effective mean in development of automatic control system with automatic restriction machines. Several questions related to synthesis of such systems are analyzed. Modeling results are presented.

Keywords: restriction of parameters, channel selector, automatic control system, synthesis, model.

Data on author

Valery I. Petunin — Cand. Techn. Sci.; Ufa State Aircraft Technical University, Department of Aircraft Instrumentation; E-mail: petunin_vi@mail.ru

P. 24—28.**PECULIARITIES OF AIRCRAFT MOVEMENT IN VERTICAL PLANE IN NONEQUILIBRIUM REGIME WITH THE ACCOUNT FOR LIMITED CONTROL RESOURCES**

System of nonlinear differential equations for aircraft mass center movement in vertical plane is analyzed for the case of linear path. Estimates are derived for velocity and flight range depending on control restrictions.

Keywords: aircraft dynamics, control resources, restrictions.

Data on authors

Boris V. Vidin — Cand. Techn. Sci., Professor; Separate Design Department “Electroavtomatika”, St. Petersburg; Deputy Chief Designer; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

Igor O. Zharinov — Cand. Techn. Sci.; Separate Design Department “Electroavtomatika”, St. Petersburg; Head of Department; E-mail: igor_rabota@pisem.net

Oleg O. Zharinov — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Department of Simulation of Computing and Electronic Systems; E-mail: zharinov@hotmail.ru

Olga V. Ulyanova — Separate Design Department “Electroavtomatika”, St. Petersburg; E-mail: postmaster@elavt.spb.ru

P. 29—34.**PROCEDURE OF DISTRIBUTED PARALLEL-CONVEYER BARRIER SYNCHRONIZATION INDEPENDENT OF PLACEMENT PATTERN OF SYNCHRONIZED PROCESSES**

A procedure is proposed for distributed parallel-conveyer barrier synchronization for uniform multiprocessor systems. The procedure is applicable to the class of matrix topological structures and is independent of placement pattern of the synchronized processes in the system. Results of simulation modeling of the procedure are presented.

Keywords: multiprocessor system, matrix topology, inter-processor interaction, coordination of parallel processes, barrier synchronization, simulating modeling, Q-schematic.

Data on authors

Sergey V. Volobuev — Post-Graduate Student; Kursk State Technical University, Department of Computing Technology; E-mail: magehunter@rambler.ru

Igor V. Zotov — Dr. Techn. Sci., Professor; Kursk State Technical University, Department of Computing Technology; E-mail: zotovigor@yandex.ru

Victor N. Nikolaev — Dr. Techn. Sci., Professor; Kursk State Technical University, Department of Computing Technology; E-mail: nikovic54@yandex.ru

P. 34—38.

APPLICATION OF RELATIONAL OPERATIONS TO LOGICAL DEDUCTION IN PRODUCTION SYSTEMS

The problem of logical deduction in intelligence system making use of a great number of facts and rules is considered. The main difficulty with such systems consists in rapid increase of system complexity with the amount of the facts and rules. To avoid the difficulty related to combinatory complexity of logical deduction problem, it is proposed to apply operations of relational algebra over a field of processions of variables. Results of measurement of logical deduction rate in database management system MS ACCESS and in Prolog programming environment.

Keywords: artificial intelligence, relational algebra, reasoning.

Data on authors

Igor A. Bessmertny — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Technology;
E-mail: igor_bessmertny@hotmail.com

P. 38—41.

METHOD OF FIRMWARE RELIABILITY ESTIMATION AT INFREQUENT FAILURES

The problem of reliability analysis of software in strategic purpose systems and reliability parameters estimation on the base of small number of observations is considered. A method is proposed based on combination of data obtained for various technical objects provided with the software under estimation.

Keywords: software reliability, infrequent failures.

Data on authors

Alexey V. Titov — Post-Graduate Student; National Research Nuclear University, Department of Computer Systems and Technologies, Moscow; E-mail: m-p-r@inbox.ru

P. 42—48.

ERRORS OF CARDAN-LESS GYRO-HORIZON-COMPASS WITH ELECTROSTATIC GYROSCOPE AND MICROMECHANICAL SENSORS

Schematic design and performance algorithm of cardan-less gyro-horizon-compass is proposed. The device evolves an electrostatic gyroscope and micromechanical sensors and is designed for underwater vehicles navigation systems. Characteristics and level of the instrument errors of orientation parameters derived from hydroacoustic log and bathymetry data are analyzed.

Keywords: gyro-horizon-compass, electrostatic gyroscope, micromechanical acceleration sensor, hydroacoustic log.

Data on author

Gennady I. Emelyantsev — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Navigation Information Technology;
E-mail: Emel@mail.ifmo.ru

Alexey V. Lochekhin — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Navigation Information Technology;
E-mail: alex@infom.su

P. 49—54.**SUCCESSIVE APPLICATION OF MONTE-CARLO METHOD TO EXTREME CORRELATION NAVIGATION PROBLEM**

Feasibility of successive application of Monte-Carlo method to extreme correlation navigation problem is analyzed with the account for variability of vector under estimation. Peculiarities of the approach are discussed, and an algorithm based on a posteriori (iterated) substantial sampling is proposed.

Keywords: Monte-Carlo method, filtration, accuracy, navigation.

Data on author

- Oleg A. Stepanov* — Dr. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Navigation Information Technology;
E-mail: ostepanov@eprib.ru
- Anton B. Toropov* — Concern CSRI Elektropribor, St. Petersburg; Scientist; E-mail: toropov_a@mail.ru

P. 55—60.**ACCURACY OF DETERMINATION OF DEMODULATOR PARAMETERS IN SYSTEMS WITH QUADRATURE GAIN-PHASE MODULATION**

A method is proposed for determination of tolerance on demodulator parameters in digital communication systems with quadrature gain-phase modulation (e.g., in cable digital TV). An expression is derived connecting demodulator parameter deviation with error probability.

Keywords: error probability deviation, quadrature gain-phase modulation, tolerance on parameters, signals spacing, field of signals, quadrature channel, threshold level, sensitivity.

Data on authors

- Anton Yu. Yanushkovsky* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Cinema and Television, Department of Technical Electronics; E-mail: yanushkovskiy@mail.ru
- Anatoly V. Krivosheikin* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Cinema and Television, Department of Technical Electronics; E-mail: krivav@yandex.ru

P. 61—65.**METHODS AND MEANS FOR TECHNICAL DIAGNOSTICS OF PIEZOELECTRIC CERAMIC ELEMENTS**

A possibility is demonstrated of checking piezoelectric unit with frequency variation measurement in ceramic element mechanical resonance region. Theoretical relations and experimental data are presented.

Keywords: piezoelectric ceramic element, electromechanical coupling coefficient, piezoelectric unit, frequency characteristic of conductivity, equivalent electrical diagram.

Data on author

- Viktor L. Zemlyakov* — Cand. Techn. Sci.; Southern Federal University, Rostov-on-Don; Department of Information and Measuring Technology; E-mail: decanat@fvt.sfedu.ru

P. 65—68.

ARRANGEMENT FOR PULSE PHOTOLYSIS IN NUCLEAR MAGNETIC RESONANCE SPECTROMETERS

A device is described for photolysis to be carried out inside sensing unit of NMR spectrometer. Flow chart of light pulse synchronization in xenon bulb DKsSH-500 with the spectrometer, and schematic diagram of the bulb power supply and starter are presented.

Keywords: photolysis, pulse illumination, NMR spectrometer.

Data on authors

Vladimir I. Porkhun — Cand. Chem. Sci.; Volgograd State Technical University, Department of Experimental Physics

P. 69—75.

PECULIARITIES OF CALCULATION OF OPTICAL-ELECTRONIC POSITIONING SYSTEM ON THE BASE OF STANDARD TELEVISION MODULES

Problems of standard TV modules employment in optical-electronic video-information system are considered. Recommendations are formulated for dimensioning specifications and power consumption calculations in the case of insufficient initial data on photodetector size in unpackaged single-plate cameras.

Keywords: video-information system, dimensioning specifications and power consumption calculation, complex modeling.

Data on authors

Andrey L. Andreev — Cand. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Optical-Electronic Devices and Systems; E-mail: and-andr@yandex.ru

Valery V. Korotaev — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Optical-Electronic Devices and Systems; E-mail: korotaev@grv.ifmo.ru

P. 75—79.

PECULIARITIES OF COMPUTER MODELING OF MULTIBAND OPTICAL-ELECTRONIC DETECTION SYSTEMS

Computer modeling of multiband optical-electronic detection systems is considered. Several problems related to generalized models of separate modules are described. An energetic model of background and target situation for simulation of two-band optical-electronic detection system performance is presented.

Keywords: computer modeling, two- and multi-band optical-electronic systems.

Data on author

Irina P. Torshina — Dr. Techn. Sci.; Moscow State University of Geodesy and Cartography, Department of Optical-Electronic Instruments and Systems; E-mail: torshinai@yandex.ru

P. 80—83.**HIGH-RESOLUTION OPTICAL SYSTEM FOR SMALL SPECTRAL INSTRUMENT**

A diffraction system is proposed for spectrometric instruments. The system contains a cylindrical mirror in the spectrum formation plane and makes it possible to improve spectral resolution with no increase in mass and size of the system. Experiments carried out with the system reveal fine structure elements in green and blue lines of mercury bulb spectrum.

Keywords: dispersion element, diffraction grating, resolving power, scanning.

Data on authors

- Tariel G. Dilbazov* — Cand. Phys.-Math. Sci.; Institute of Aerospace Informatics of Azerbaijan Aerospace Agency; Department of Development of Optical-Electronic Devices, Baku; Senior Scientist
- Nailya Ya. Yagubzade* — Institute of Aerospace Informatics of Azerbaijan Aerospace Agency, Department of Development of Optical-Electronic Devices, Baku; Senior Scientist;
E-mail: naile_yaqub@mail.ru
- Elvira A. Guseinova* — Institute of Aerospace Informatics of Azerbaijan Aerospace Agency, Department of Development of Optical-Electronic Devices, Baku; Senior Scientist

P. 84—88.**DETERMINATION OF EFFECTIVE THERMAL CONDUCTIVITY OF FLUIDIZED LAYER**

Thermal model of external heat exchange in fluidized layer is analyzed. Model of regular regime of the third type is employed. A theoretical formula for effective thermal conductivity coefficient is derived. A schematic diagram of experimental setup is presented.

Keywords: effective thermal conductivity, fluidized layer, temperature fluctuations, measurement, particle package.

Data on author

- Vyacheslav P. Hodunkov* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Thermal Physics and Energy-Physical Monitoring; E-mail: walkerearth@mail.ru

P. 89—90.**METHOD OF WEB-APPLICATION DESIGN ON THE BASE OF HIERARCHICAL SYSTEMS OF FINITE STATE MACHINES**

A method is proposed for design of web-applications on the base of systems of hierarchical finite state machines.

Keywords: web-application, finite-state machine, temporal logic, modeling, software.

Data on authors

- Alexander A. Ozhiganov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Technology;
E-mail: ojiganov@mail.ifmo.ru
- Alexander I. Chepurnoy* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Technology;
E-mail: alexch@bk.ru

P. 90—92.

SENSING ELEMENT OF LUMINESCENT OXYGEN TRANSDUCER

A luminescent sensing element is proposed for measurement of molecular oxygen in water solution or in the atmosphere. The sensor is based on an immobilized complex in cation-exchange membrane.

Keywords: cyclometalated Pt(II) complex, sensing element, molecular oxygen, cation-exchange membrane.

Data on authors

- Vladimir S. Ermolaev* — St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Laser Technologies and Bio-Medicine Optics, Senior Scientist; E-mail: vermolaev@yahoo.com
- Michael V. Inochkin* — Cand. Phys.-Math. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Laser Technologies and Bio-Medicine Optics; E-mail: m_inochkin@mail.ru
- Irina P. Puzyk* — Cand. Chem. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Laser Technologies and Bio-Medicine Optics
- Leonid V. Khloponin* — Cand. Phys.-Math. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Laser Technologies and Bio-Medicine Optics
- Michael V. Puzyk* — Cand. Chem. Sci.; The Herzen State Pedagogical University of Russia, St. Petersburg; Department of Inorganic Chemistry; E-mail: puzyk@mail.ru