

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ

Тулупьев А. Л. Оценка чувствительности результата априорного логико-вероятностного вывода в интеллектуальных информационных системах	3
Алексеев С. А. Технология эргономического обеспечения проектирования автоматизированного рабочего места интегрированной АСУ	6
Довгоброд Г. М., Клячко Л. М., Рогожников А. В. Использование параметрической аппроксимации при планировании траекторий движения аппаратов	11
Краснов Ю. С. Метод оптимизации программы навигационных измерений на борту космического аппарата	18
Потапов А. С., Гуров И. П., Аверкин А. Н. Анализ модели клеток зрительной системы на основе принципа минимизации репрезентационной длины описания изображений	25
Семёнова М. А., Семёнов В. А. Метод автоматической фильтрации при борьбе со „спамом“	32

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Лихолетов Е. Д., Ушаков А. В., Цвентарный А. Ю. Анализ интервальных перекрестных связей в динамических системах класса „двумерный вход — выход“ с квазиоднотипными каналами	35
Коршунов А. И. Предельная непрерывная модель системы с высокочастотным периодическим изменением структуры	42

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

Зиатдинов С. И. Алгоритм дискретной фильтрации с промежуточным сглаживанием отсчетов входного сигнала	49
Чулков В. А. Устройства синхронизации с элементами фазовой интерполяции	53
Титов А. А. Защита полосовых усилителей мощности от перегрузок и модуляция амплитуды мощных сигналов	58

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

Торшина И. П., Якушенков Ю. Г. Оценка адекватности компьютерной модели оптико-электронной системы ее заданным свойствам	63
Козлов В. Л. Повышение точности рециркуляционного дальномера	68

ТЕХНОЛОГИЯ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

Бесогинов В. В., Скворцова И. Н. Уменьшение шероховатости поверхности ситалловой подложки до наноразмерных значений	73
Карагодин В. В., Вишняков Е. П. Определение оптимального периода диагностирования электрооборудования	76

НОВЫЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Бояшова С. А. Метрологический подход к понятию профессиональной компетентности специалиста ..	82
---	----

SUMMARY (перевод Ю. И. Копилевича)	86
--	----

CONTENTS

INFORMATION TECHNOLOGIES AND SYSTEMS

Tulupyev A. L. Sensitivity of A Priory Logical Probability Conclusion in Intellectual Informational Systems .	3
Alekseev S. A. Technology of Ergonomic Provision in Design of Automated Workplace of Integrated Automated Control System.....	6
Dovgobrod G. M., Klyachko L. M., Rogozhnikov A. V. Application of Parametrical Approximation for Construction of Planned Trajectories of Mobile Apparatus.....	11
Krasnov Yu. S. Optimization Method for Space Vehicle Onboard Program of Navigational Measurements.....	18
Potapov A. S., Gurov I. P., Averkin A. N. Analysis of a Model of Vision System Cells on the Base of the Minimum Representation Length Principle for Image Description	25
Semenova M. A., Semenov V. A. Automated Filtration Method for Spam Control.....	32

DEVICES AND SYSTEMS OF AUTOMATIC CONTROL

Likholetov E. D., Ushakov A. V., Tsventarnyi A. Yu. The Problem of Interval Cross-Communications in Dynamic Systems of the “2D Input — Output” Class with Quasi-Similar Channels.....	35
Korshunov A. I. Limiting Continuous Model of System with High-Frequency Structure Variation	42

ELECTRONIC AND ELECTROMAGNETIC DEVICES

Ziatdinov S. I. Discreet Filtering Algorithm with Intermediate Smoothing of Input Signal Counts.....	49
Chulkov V. A. A Digital Phase Lock Loop with Clock Period Interpolation	53
Titov A. A. Protection of Strip Power Amplifiers Against Overloads and Amplitude Modulation of High-Power Signals	58

OPTICAL AND OPTO-ELECTRONIC INSTRUMENTS AND SYSTEMS

Torshina I. P., Yakushenkov Yu. G. Valuation of Adequacy for Computer Model of Opto-Electronic System.....	63
Kozlov V. L. Improvement of Accuracy of Recirculation Rangefinder.....	68

INSTRUMENT-MAKING TECHNOLOGY

Besogonov V. V., Skvortsova I. N. Reduction in Surface Roughness of a Glassceramics Substrate to Nanometer Size	73
Karagodin V. V., Vishnyakov E. P. Estimation of Optimal Inspection Interval for Electrical Machinery Diagnostics.....	76

NEW EDUCATIONAL TECHNOLOGIES

Boyashova S. A. Metrological Approach to the Concept of Specialist Professional Competence	82
---	----

SUMMARY	86
---------------	----

Editor-in-Chief E. B. Yakovlev

А. Л. ТУЛУПЬЕВ

ОЦЕНКА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РЕЗУЛЬТАТА ЛОКАЛЬНОГО АПРИОРНОГО ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНОГО ВЫВОДА В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Рассматривается способ оценки зависимости вариации результатов (чувствительности) априорного вывода от допустимой вариации исходных данных во фрагменте знаний алгебраической байесовской сети. Предлагаемый способ основан на решении совокупности задач линейного программирования. Получена верхняя оценка характеристики чувствительности, линейно зависящая от радиуса вариации исходных данных.

Ключевые слова: оценка чувствительности, логико-вероятностный вывод, алгебраические байесовские сети.

В базах знаний интеллектуальных систем вследствие определенных причин [1, 2] накапливаются не только достоверные знания, но также и знания, отличающиеся неопределенностью, неточностью, нечеткостью. Эти знания нельзя исключить, поскольку перечисленные „отрицательные“ факторы не означают абсолютного отсутствия сведений о предметной области, а лишь характеризуют неполноту доступных знаний о ней [3]. Зачастую даже в условиях информационного дефицита [4] (т.е. неполноты знаний и/или их неопределенности) можно принять обоснованное решение, учтя все доступные сведения.

Представить неопределенность знаний можно различными способами — например, приписать утверждению меру его истинности, в качестве которой будем рассматривать вероятностную меру. Небольшие совокупности утверждений с вероятностными оценками их истинности могут быть организованы во фрагменты знаний (ФЗ). Набор фрагментов знаний, в свою очередь, образует базу фрагментов знаний с неопределенностью. Представлением этой базы для разработки как структур данных в программном коде, так и самого кода являются, в частности, алгебраические байесовские сети (АБС) [2, 5, 6]. Предложенные в работах [7, 8] алгоритмы позволяют проверять непротиворечивость АБС (поддержание непротиворечивости), выводить новые оценки истинности утверждений на основе известных (априорный вывод), учитывать влияние поступивших свидетельств на вероятность истинности элементов АБС (апостериорный вывод).

Цель настоящей статьи — исследовать чувствительность априорного вывода локально, т.е. когда он осуществляется в отдельном фрагменте знаний. Под чувствительностью понимается зависимость результата вывода от точности указания исходных данных. Исследовать чувствительность — значит оценить характеристики зависимости вариации результата от вариации исходных данных. Для каждой предметной области известны конкретные определения указанных вариаций и зависимости между ними, а также сформированы наборы характеристик последних.

Обозначения. Согласно работам [2, 5—8] введем следующие обозначения:

\mathbf{P} — вектор вероятностей истинности элементов фрагмента знаний, упорядоченных специальным образом [5];

\mathbf{P}_0 — вектор скалярных (точечных) оценок этих вероятностей, здесь индекс „0“ указывает на использование исходных данных;

$\hat{\mathbf{P}}$ — вектор проварьированных вероятностей истинности элементов фрагмента знаний, а $\Delta = \hat{\mathbf{P}} - \mathbf{P}$ — собственно вариация исходных данных, которая предполагается допустимой, т.е. проварьированные вероятности непротиворечивы: $\mathbf{I}\hat{\mathbf{P}} \geq \mathbf{0}$;

f — утверждение, составленное из атомарных утверждений, вошедших во фрагмент знаний; в силу этого вероятность f выражается в виде скалярного произведения через вероятности истинности элементов ФЗ: $p = p(f) = \mathbf{L} \cdot \mathbf{P}$; с учетом вышеописанной допустимой вариации изменившаяся оценка вероятности f будет иметь вид $\hat{p} = \hat{p}(f) = \mathbf{L} \cdot \hat{\mathbf{P}}$.

Для соблюдения требования аксиоматики вероятностной логики должна выполняться система неравенств, записанная в векторном виде: $\mathbf{I}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}$, матрица $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^{[n]}$ — степень Кронекера [5], здесь n — число атомарных утверждений, вошедших во фрагмент знаний. Предполагается, что набор исходных данных непротиворечив: $\mathbf{I}\mathbf{P}_0 \geq \mathbf{0}$.

Для измерения вариаций исходных данных и результата необходимы две метрики: метрика r , аргументы которой есть векторы вероятностей истинности элементов ФЗ: $r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P})$; метрика d , аргументы которой — оценки вероятности истинности утверждения f : $d(\hat{p}, p)$.

Постановка задачи. Пусть известно положительное число — радиус вариации $\delta > 0$, которое ограничивает вариацию исходных данных: $r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) \leq \delta$. Требуется с учетом данных и ограничений, перечисленных выше, исследовать величину $d(\hat{p}, p)$: либо определить ее функциональную зависимость $d(\hat{p}, p) = V(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}, \delta, \dots)$, либо найти ее верхнюю границу (точную верхнюю границу, максимум) ε . При этом процесс вычислений должен опираться на хорошо изученные и реализованные алгоритмы.

При анализе чувствительности особую значимость имеет выбор метрик: именно им определяется сложность, разрешимость и „алгоритмизуемость“ возникающих в процессе исследования экстремальных задач. В рассматриваемом случае предлагается выбрать следующие метрики: $r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) = \max_{i=0, \dots, 2^n-1} |\hat{p}_i - p_i|$ и $d(\hat{p}, p) = |\hat{p} - p|$. Использование таких метрик, как будет видно в дальнейшем, приведет к решению задач линейного программирования (ЗЛП); евклидова же метрика, например, потребовала бы решения задач с более сложным множеством квадратичных ограничений.

Предлагаемый подход к решению задачи. Рассмотрим экстремальные задачи, которые позволяют вычислить характеристики чувствительности результата априорного вывода p к допустимой вариации исходных данных. Вычислим величины

$$\varepsilon = \sup_{\substack{\mathbf{I}\hat{\mathbf{P}} \geq \mathbf{0}, \mathbf{I}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}, \\ r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) \leq \delta}} \{d(\hat{p}, p)\} \text{ и } \varepsilon(\mathbf{P}_0) = \sup_{\substack{\mathbf{I}\hat{\mathbf{P}} \geq \mathbf{0}, \mathbf{I}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}, \\ r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) \leq \delta, \mathbf{P} = \mathbf{P}_0}} \{d(\hat{p}, p)\},$$

при этом величина $\varepsilon(\mathbf{P}_0)$ необходима для исследования ситуации в случае с конкретным набором исходных оценок $\mathbf{P} = \mathbf{P}_0$.

В первую очередь, сведем ограничения экстремальных задач к набору линейных равенств и неравенств.

Очевидно, что ограничения $\hat{\mathbf{I}}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}$, $\mathbf{I}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}$ и $\mathbf{P} = \mathbf{P}_0$ изначально линейны, их изменять не требуется. Неравенство $r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) \leq \delta$ раскрывается как $\max_{i=0, \dots, 2^n-1} |\hat{p}_i - p_i| \leq \delta$, что эквивалентно системе линейных неравенств $\{-\delta \leq \hat{p}_i - p_i \leq \delta\}_{i=0}^{2^n-1}$. Таким образом, все ограничения в рассмотренных экстремальных задачах линейные.

По определению целевая функция $d(\hat{p}, p) = |\hat{p} - p|$. Чтобы свести экстремальную задачу к двум ЗЛП, достаточно решить последние отдельно для разности $\hat{p} - p$ и разности $p - \hat{p}$.

Таким образом, процесс оценивания характеристик чувствительности сводится к решению совокупности задач линейного программирования:

$$\varepsilon = \max_{\substack{\hat{\mathbf{I}}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}, \mathbf{I}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}, \\ r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) \leq \delta}} \{\hat{p} - p, p - \hat{p}\}, \quad \varepsilon(\mathbf{P}_0) = \max_{\substack{\hat{\mathbf{I}}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}, \mathbf{I}\mathbf{P} \geq \mathbf{0}, \\ r(\hat{\mathbf{P}}, \mathbf{P}) \leq \delta, \mathbf{P} = \mathbf{P}_0}} \{\hat{p} - p, p - \hat{p}\}.$$

Алгоритмы решения ЗЛП известны, хорошо изучены, а также реализованы в библиотеках, рассчитанных на ряд систем программирования.

Верхняя оценка. Можно оценить характеристики чувствительности и не прибегая к решению ЗЛП, пусть и несколько потеряв в точности оценки. В соответствии с полученной оценкой можно предъявить обоснованные требования к точности измерения, определения или расчета исходных данных.

Учитывая, что $\hat{p}_0 = p_0 = 1$ [2, 5], оценим

$$\begin{aligned} d(\hat{p}, p) &= |\hat{p} - p| = |\mathbf{L} \cdot \hat{\mathbf{P}} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{P}| = |\mathbf{L} \cdot (\hat{\mathbf{P}} - \mathbf{P})| = \\ &= \left| \sum_{i=0}^{2^n-1} l_i (\hat{p}_i - p_i) \right| \leq \sum_{i=1}^{2^n-1} |l_i| \cdot \underbrace{|\hat{p}_i - p_i|}_{\leq \delta} \leq \sum_{i=1}^{2^n-1} |l_i| \delta = \delta \sum_{i=1}^{2^n-1} |l_i|. \end{aligned}$$

Таким образом, установлена легко вычисляемая верхняя граница для оценки чувствительности — $\varepsilon \leq \delta \sum_{i=1}^{2^n-1} |l_i|$. Вопрос о том, точна ли эта верхняя граница, остается открытым.

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

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крейнкович В. Я., Нгуен Т. Х., Городецкий В. И. и др. Применение интервальных степеней доверия: аналитический обзор // Информационные технологии и интеллектуальные методы: Сб. трудов СПИИРАН. СПб.: СПИИРАН, 1999. Вып. 3. С. 6—61.
2. Тулупьев А. Л., Николенко С. И., Сироткин А. В. Байесовские сети: логико-вероятностный подход. СПб.: Наука, 2006. 607 с.
3. Нариньяни А. С. НЕ-факторы: неточность и недоопределенность — различие и взаимосвязь // Изв. РАН. Сер. Теория и системы управления. 2000. № 5. С. 44—56.
4. Хованов Н. В. Анализ и синтез показателей при информационном дефиците. СПб.: Изд-во С.-Петербург. ун-та, 1996. 196 с.
5. Тулупьев А. Л. Алгебраические байесовские сети: локальный логико-вероятностный вывод: Учеб. пособие. СПб.: СПбГУ — ООО Изд-во „Анатолия“, 2007. 80 с.
6. Тулупьев А. Л. Алгебраические байесовские сети: глобальный логико-вероятностный вывод в деревьях смежности: Учеб. пособие. СПб.: СПбГУ — ООО Изд-во „Анатолия“, 2007. 40 с.

7. Тулупьев А. Л., Сироткин А. В., Николенко С. И. Синтез согласованных оценок истинности утверждений в интеллектуальных информационных системах // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49, № 7. С. 20—26.
8. Тулупьев А. Л., Николенко С. И., Никитин Д. А., Сироткин А. В. Синтез апостериорных оценок истинности суждений в интегрированных базах знаний: детерминированный вариант // Там же. 2006. Т. 49, № 11. С. 35—39.

Сведения об авторе

Александр Львович Тулупьев

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

Рекомендована кафедрой технологий программирования СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию 15.02.08 г.

УДК 004.5

С. А. АЛЕКСЕЕВ

ТЕХНОЛОГИЯ ЭРГОНОМИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО РАБОЧЕГО МЕСТА ИНТЕГРИРОВАННОЙ АСУ

Рассматриваются вопросы применения технологий эргономического обеспечения при проектировании автоматизированного рабочего места, являющегося необходимым компонентом интегрированной АСУ для пользователей, имеющих гуманитарное образование.

Ключевые слова: эргономическое обеспечение, автоматизированная система управления, корпоративная сеть.

Происходящие в современном обществе процессы всеобщей глобализации позволяют с уверенностью утверждать, что в ближайшее десятилетие создание новых информационных технологий будет являться приоритетным направлением развития теории автоматизации управления, создания интегрированных автоматизированных систем управления сложными иерархическими социальными организационно-техническими системами, к которым, в частности, с полным основанием могут быть причислены и региональные организации культуры, относящиеся к сугубо гуманитарной сфере. Рабочие места руководителей организаций культуры и подчиненных им подразделений должны быть оснащены средствами вычислительной техники различной конфигурации, которые функционируют при поддержке определенного программного и информационного обеспечения. При этом результаты опроса показали, что более 90 % пользователей автоматизированного рабочего места (АРМ) в этих организациях имеют гуманитарное образование. Исследование различий в восприятии объективной реальности людьми, имеющими гуманитарное и техническое образование, относится к ведению социологии и психологии. В настоящей статье приводятся некоторые рекомендуемые количественные оценки общих эргономических требований к проектированию человекокомпьютерного интерфейса АРМ, полученные в результате исследования восприятия информации с экрана монитора пользователем АРМ, имеющим гуманитарное образование.

Человекокомпьютерный интерфейс (далее, для краткости, — интерфейс) следует понимать как совокупность способов и средств обмена информацией между пользователем и средствами вычислительной техники АРМ. К элементам интерфейса принято [1—4] относить:

— способы и формы предъявления информации, отражаемой на экране видеомонитора;

- форматы и элементы данных, используемых при вычислениях;
- режимы управления, реализуемые пользователем, командный язык, устройства и способы ввода пользователем данных;
- диалоговые методы и методы взаимодействия пользователя со средствами вычислительной техники;
- способы диагностики ошибок пользователя и подсказки.

К интерфейсу АРМ предъявляются следующие общие эргономические требования:

- 1) интерфейс должен проектироваться с учетом психофизиологических особенностей человека, а также его образовательного уровня, что определяет такие характеристики, как внимание, ощущения, восприятие, память, мышление, моторика и т.п.;
- 2) интерфейс должен обеспечивать максимальную реализацию потенциальных возможностей пользователя;
- 3) интерфейс должен способствовать быстрому освоению пользователем алгоритмов деятельности;
- 4) интерфейс должен быть спроектирован так, чтобы пользователь вводил данные естественным образом, не заботясь о ходе вычислительного процесса, необходимо также, чтобы синтаксическая структура интерфейса была согласована с ожиданиями пользователя;
- 5) интерфейс должен постоянно находиться под контролем пользователя, никакие действия которого не должны приводить к тупиковой ситуации или зависанию программы;
- 6) интерфейс должен обеспечивать возможность легкого исправления ошибок пользователя, при этом пользователь должен быть избавлен от необходимости ввода излишней информации или повторного ввода данных, уже имеющихся в памяти компьютера;
- 7) обратная связь и справки должны обеспечивать пользователя информацией, позволяющей ему управлять диалогом, распознавать и исправлять ошибки, а также определять его последующие действия;
- 8) интерфейс должен реализовывать все четыре вида диалога: меню, команды, манипуляции, заполнение форм, в каждой задаче управления пользователю должно быть предложено не менее двух видов диалога.

Кроме перечисленных общих эргономических требований, предъявляемых к проектируемому интерфейсу АРМ, необходимо рассмотреть требования к световым величинам, влияющим на работу пользователя, реализующего именно диалоговый режим с АРМ. Основной задачей исследователей [5—10] в области световых характеристик был поиск значений световых величин, при которых пользователю, работающему с видеомонитором, могут быть обеспечены оптимальные условия, что, в свою очередь, позволит обеспечить высокую эффективность его деятельности. В табл. 1 предложены нормативные значения световых величин для работы пользователя за терминалом АРМ. В исследовании принимали участие специалисты, имеющие только гуманитарное образование.

Таблица 1

Световая величина	Фон экрана	
	светлый	темный
Оптимальная освещенность рабочего стола, лк	300	700
Максимальная яркость источника света, кд/м	150	600
Яркость фона экрана, кд/ м	25	6
Максимальная яркость изображения, кд/ м	—	200
Контрастность изображения	5:1	10:1
Отношение яркости изображения к яркости экрана	5:1	20:1

Наряду с абсолютными (нормативными) значениями световых величин существенное значение при работе пользователя АРМ имеют и их соотношения, обусловленные разными

вариантами размещения источников света. Причинами снижения эффективности деятельности оператора в этом случае могут являться:

- неудачное расположение экрана видеомонитора АРМ по отношению к источникам света в функциональном помещении;
- неудачное соотношение общей освещенности и контрастности изображения.

Следствием первой причины является „блесткость“ и ослепляющий эффект экрана видеомонитора, а вторая ведет к снижению зрительной активности пользователя, что обусловлено частичной аккомодацией глаз и необходимостью их адаптации при переводе взора с документа на экран и обратно.

При кодировании информации должны соблюдаться общие эргономические требования. Рассмотрим некоторые из них.

Выбор вида алфавита. Различные качественные характеристики (признаки) элементов информационной модели устройства управления АРМ, отображающих управляемые параметры объекта (образа) и ситуацию управления в интегрированной АСУ, могут кодироваться различными способами: условными знаками, буквами, цифрами, цветом, яркостью, частотой мелькания и др. Каждый способ кодирования предполагает выбор вида алфавита (категории кодирования). Установлено, что при решении оператором различных задач управления (поиск информации, ее распознавание и классификация, декодирование и т.п.) проявляются преимущества тех или иных видов алфавитов, поскольку различные признаки отображаемых элементов информационной модели определяют и различную эффективность решения задач. Поэтому выбор вида алфавита должен осуществляться с учетом задач, решаемых оператором АРМ, а также с учетом специфики его деятельности.

Экспериментально были установлены преимущества цветового кодирования в задачах поиска и распознавания информации, а в задачах классификации управления — буквенно-цифрового кодирования и кодирования посредством изменения формы сигнала; худшие показатели наблюдались при цветовом кодировании и кодировании путем изменения яркости.

При оценке качества различных алфавитов в задачах поиска нужных элементов информационной модели, отображаемых на экране видеомонитора АРМ, может использоваться такой показатель, как средняя длительность зрительной фиксации (табл. 2).

Таблица 2

Вид алфавита	Средняя длительность фиксации, мс
Простые геометрические фигуры	180
Пространственная ориентация фигур	220
Размер фигур	340
Сложные условные знаки	300
Буквы, цифры	300
Динамические характеристики элемента информационной модели	280
Яркостная отметка цели на экране монитора АРМ	370
Ситуация, обозначенная условными знаками	640

Определение основания кода (длина алфавита). Известно, что одним из наиболее важных ограничений степени эффективности работы оператора является фактор различимости элементов изображения. Среднее значение показателя эффективности работы оператора при предъявлении одномерных визуализированных алфавитов составляет 2,6 дв.ед. при стандартном отклонении 0,6 дв.ед., что соответствует 6,5 различных градаций одномерного зрительного сигнала. Общий диапазон изменения числа абсолютно различимых градаций составляет от 4 до 16 в зависимости от используемого признака.

Выбор мерности кода. Установлено, что различимость сигналов оператором улучшается с увеличением их мерности — числа признаков, по которым они различаются. При использовании многомерных сигналов (элементов информационной модели) возникает вопрос

о выборе оптимального соотношения числа переменных признаков сигнала и числа градаций каждого из признаков. Экспериментально доказано, что при мерности сигнала до значения четырех (например, форма, размер, цвет, пространственная ориентация) их различимость значительно возрастает, и, следовательно, увеличивается скорость обработки информации.

Определение доминирующего признака. В многомерных сигналах выделяют доминирующие и второстепенные признаки. Установлено, что иерархия признаков в многомерном коде соответствует рангам эффективности процесса различения этих признаков при одномерном кодировании. Наибольшую эффективность зрительного различения сигнала обеспечивают такие признаки, как цвет и форма. В качестве доминирующего признака для кодирования наиболее важных параметров и характеристик объекта (образца) рекомендуется использовать категорию кодирования, обеспечивающую максимальную различимость сигнала. Например, если в информационной модели в основном используется знаковое кодирование, то доминирующим признаком должен быть контур знака.

Определение меры абстрактности кода. Возможны различные варианты приближения кодовых знаков к известным правилам кодирования управляемых параметров объекта (образа) или анализируемых характеристик ситуаций управления: „конкретный“ код, который отражает суть кодируемого объекта (символы образной или абстрактной формы), и „абстрактный“ код, не отражающий сути кодируемого объекта. В соответствии с мерой абстрактности кода принято выделять следующие типы сигналов (элементов информационной модели): абстрактные, схематические, иконические и пиктографические.

Для каждой категории кодовых знаков вопрос о мере абстрактности должен решаться в соответствии с особенностями конкретной категории. Буквы и цифры являются абстрактным кодом, но они могут в явном виде отражать кодируемые объекты, т.е. они „приближаются“ к конкретному коду. При цветовом кодировании рекомендуется использовать цвета, возможно точно (с позиций оператора) отображающие реальность. Например, сигналы опасности должны иметь теплые тона (красный, оранжевый), безопасные — холодные (зеленый, синий); красный цвет — запрещающий и аварийный сигналы, желтый — внимание, зеленый — разрешение.

При выборе меры абстрактности кода следует опираться на системы знаний, сложившиеся и прочно закрепленные в опыте человека, вообще, и операторов конкретных АРМ, в частности: поэтому буквы — это имена, цифры — количественные параметры и характеристики, цвет — значимость.

Компоновка кодового знака. Существуют общие эргономические требования к построению кодовых знаков, а именно:

- при построении алфавита кодовых знаков необходима четкая и последовательная классификация символов внутри алфавита;
- основной признак кодируемого объекта — это контур знака, который должен представлять замкнутую фигуру;
- знак должен иметь не только контур, но и дополнительные детали;
- дополнительные детали не должны пересекать или искажать основной символ;
- не рекомендуется перегружать знак внутренними или внешними деталями: использование букв внутри и снаружи контура знака затрудняет его различение; предпочтительно использовать симметричные символы, поскольку они легче усваиваются оператором, лучше сохраняются как в оперативной, так и в долговременной памяти;
- в пределах одного алфавита не рекомендуется использовать следующие различительные признаки: число элементов, отображающих объект или его протяженность, отличия по принципу „позитив — негатив“ или по прямому или зеркальному отображению;
- различимость знаков должна обеспечиваться также их угловым размером, яркостью и контрастом относительно фона.

Минимально возможные угловые размеры знаков и степень контраста определяются количеством элементов в знаке (табл. 3).

Таблица 3

Количество элементов в знаке	Минимальный угловой размер знака, ...'	Величина контраста знака и фона	Минимальный линейный размер знака, мм
2—3	10—18	75	1,8—2,7
4—6	20—35	85	3,0—5,2
7—8	40—60	90	6,0—9,0

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод, что работа над повышением эргономичности интерфейса пользователя АРМ, имеющего общее гуманитарное образование, должна вестись, *во-первых*, путем проведения широких экспериментальных исследований, включающих и экспертные методы, и, *во-вторых*, путем разработки интерактивных имитационных программ и информационных моделей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Персональные автоматизированные информационные машины и дисплейные комплексы / Л. А. Соломонов, Ю. Н. Филиппович, В. Л. Шульгин. М.: Высш. школа, 1990.
2. Трахтенгерц Э. А. Компьютерная поддержка принятия решений М.: Синтег, 1998.
3. Шапиро В. И. Организация операторского интерфейса в АСУТП мощных энергоблоков // Теплоэнергетика. 1993. № 2. С. 24—34.
4. Шлаен П. Я., Львов В. М. Эргономика для инженеров. Тверь: Изд-во ТГУ, 2004.
5. Авиационные цифровые системы контроля и управления / Под общ. ред. В. А. Мясникова, В. П. Петрова. Л.: Машиностроение, 1976.
6. Анохин А. Н., Острейковский В. А. Вопросы эргономики в ядерной энергетике. М.: Энергоатомиздат, 2001.
7. Рабочие материалы к руководству по эргономическому обеспечению / П. М. Елизаров, В. М. Львов, П. Я. Шлаен. Тверь: Эргоцентр, 1995.
8. Заренин Ю. Г. Надежность и эффективность АСУ. Киев: Техника, 1975.
9. Человеческий фактор: Пер. с англ. / Под общ. ред. Г. Салвенди. М.: Мир, 1991.
10. Эргономика / Под ред. В. В. Адамчука. М.: ЮНИТИ, 1999.

Сведения об авторе

Сергей Алексеевич Алексеев

— канд. техн. наук, профессор; Санкт-Петербургская государственная академия театрального искусства, кафедра менеджмента исполнительских искусств; E-mail: ksgati@tart.spb.ru

Рекомендована кафедрой менеджмента исполнительских искусств

Поступила в редакцию 07.05.09 г.

Г. М. ДОВГОБРОД, Л. М. КЛЯЧКО, А. В. РОГОЖНИКОВ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АППРОКСИМАЦИИ ПРИ ПЛАНИРОВАНИИ ТРАЕКТОРИЙ ДВИЖЕНИЯ АППАРАТОВ

Рассматривается методика построения планируемых траекторий движения аппаратов в форме параметрических полиномиальных кривых степени не ниже пятой. Показано, что планируемые траектории имеют максимально возможный минимальный радиус кривизны, заданные положение, направление движения и кривизну в начальных и конечных точках.

Ключевые слова: траектории движения, подвижные аппараты, полиномы Бернштейна, число обусловленности.

Введение. При планировании траекторий перемещения подвижных аппаратов, управляемых автоматически или человеком, необходимо учитывать физические ограничения. Траектории должны быть как минимум C^2 -гладкими функциями на отрезке $[a, b]$. Кроме того, существуют ограничения на величину радиусов кривизны траекторий. Использование физически реализуемых планируемых траекторий при автоматическом или ручном управлении аппаратами позволяет повысить точность следования заданным траекториям движения.

Перечислим некоторые задачи, связанные с подвижными аппаратами, в которых целесообразно использовать планируемые криволинейные траектории:

- планирование в реальном масштабе времени траектории вывода аппарата на заданную прямолинейную траекторию после значительного отклонения от нее;
- стабилизация аппарата на заранее спланированном маршруте, задаваемом в виде ломаной линии; в окрестности точки сочленения отрезков прямых необходимо формировать физически реализуемую планируемую траекторию перехода с одного ее участка на следующий.

Применение высокопроизводительных микроконтроллеров в системах управления движением аппаратов позволяет увеличить объем вычислений при сохранении неизменным длительности цикла управления. В частности, можно выполнять управляемое движение по планируемым траекториям, сформированным из отрезков прямых и дуг окружностей [1]. Такие траектории в точках соединения дуг и отрезков прямых при совпадении направлений левой и правой касательных имеют разрывную вторую производную, следовательно, и функция кривизны в точке соединения имеет разрыв. Точное движение по такой траектории физически нереализуемо. Если для построения расчетной траектории использовать отрезки прямых и участки параметрических полиномиальных кривых [2, 3], задаваемых полиномами пятой степени, то можно обеспечить непрерывное изменение кривизны на всей планируемой траектории.

Постановка задачи. Задача состоит в определении участка кривой, задаваемого векторной функцией $R(u) = (x(u), y(u))^T$. При этом скалярные функции $x(u)$, $y(u)$ имеют:

- а) непрерывные вторые производные на замкнутом отрезке $[0, 1]$;
- б) радиус кривизны не меньше некоторого заданного R_{\min} при всех значениях параметра $u \in [0, 1]$.

Кроме того, функции $x(u)$, $y(u)$ удовлетворяют следующим граничным условиям:

- 1) граничные точки $R(0)$ и $R(1)$ участка плоской кривой совпадают с заданными точками $r_0 = (x_0, y_0)^T$ и $r_1 = (x_1, y_1)^T$ на плоскости, т.е. $R(0) = r_0$ и $R(1) = r_1$;

2) векторы касательных в граничных точках имеют направления, заданные единичными векторами $\mathbf{e}_0 = (\sin \alpha_0, \cos \alpha_0)^T$ и $\mathbf{e}_1 = (\sin \alpha_1, \cos \alpha_1)^T$ соответственно;

3) кривизна траектории в граничных точках r_0 и r_1 равна заданным значениям k_0 и k_1 соответственно.

Для описания траекторий будем использовать векторные вещественные полиномы [3]:

$$R_n(u) = a_0 f_0(u) + a_1 f_1(u) + \dots + a_n f_n(u), \quad (1)$$

где a_0, a_1, \dots, a_n — постоянные двумерные векторы; $f_0(u), f_1(u), \dots, f_n(u)$ — скалярные базисные полиномы.

Решение задачи. Для решения задачи докажем следующее утверждение.

Утверждение. Векторный полином, удовлетворяющий условиям „а“, „б“, 1—3, должен иметь степень не ниже пятой.

Доказательство. Для полиномов степени не ниже пятой условие „а“ выполняется автоматически.

Так как расположение граничных точек произвольно, то r_0 и r_1 — свободные параметры.

Варьирование длин d_0 и d_1 касательных векторов r_{10} и r_{11} в граничных точках позволяет обеспечить выполнение условия „б“, так как форма кривой, задаваемой векторным полиномом, в значительной степени зависит от длин касательных векторов [2]. Следовательно,

$$r_{10} = \mathbf{e}_0 \cdot d_0 \text{ и } r_{11} = \mathbf{e}_1 \cdot d_1 \quad (2)$$

— свободные параметры.

Локальная кривизна траектории зависит от первой $R'(u)$ и второй $R''(u)$ производных векторной функции [2]. Пусть $r_{20} = R''(0)$ и $r_{21} = R''(1)$, тогда r_{20} и r_{21} должны быть свободными параметрами для удовлетворения условия 3. Следовательно, для выполнения условий „б“, 1—3 векторный полином $R_n(u)$ должен определяться шестью векторными параметрами: $r_0, r_1, r_{10}, r_{11}, r_{20}, r_{21}$ — и, значит, должен быть полиномом степени не ниже пятой, имеющим не менее шести коэффициентов a_0, a_1, \dots, a_n . ■

Рассмотрим возможность определения значений параметров $r_0, r_1, r_{10}, r_{11}, r_{20}, r_{21}$ из условий 1—3. Значения параметров r_0 и r_1 непосредственно следуют из условия 1. В предположении, что длины d_0 и d_1 заданы, значения параметров r_{10} и r_{11} можно определить по формулам (2), учитывая условия 2.

Надлежащий выбор значений параметров r_{20} и r_{21} позволит обеспечить выполнение условия 3. Согласно работе [2] локальная кривизна k траектории, заданной параметрически, определяется выражением

$$k(u) = \frac{x'(u)y''(u) - y'(u)x''(u)}{(x'^2(u) + y'^2(u))^{3/2}}.$$

Это выражение при $u=0$ и заданных $k_0 = k(0)$ и $r_{10} = (x'(0), y'(0))$ является уравнением прямой линии относительно $x''(0)$ и $y''(0)$. В качестве значений $x''(0)$ и $y''(0)$ можно принять координаты точки, ближайшей к началу координат. Тогда для вычисления r_{20} и r_{21} получаем следующие выражения:

$$r_{20} = (-k_0 d_0 y'_0, k_0 d_0 x'_0),$$

$$r_{21} = (-k_1 d_1 y'_1, k_1 d_1 x'_1).$$

Теперь при любых заданных значениях d_0 и d_1 можно построить участок плоской кривой, заданной векторным полиномом $R_5(u)$, $u \in [0, 1]$, такой что выполняются условия „а“, 1—3. Можно подобрать такие d_0 и d_1 , чтобы выполнялось условие „б“. Рассмотрим минимаксную задачу:

$$k_m = \min_{d_0, d_1} \max_{u \in [0, 1]} k(u).$$

Если $1/k_m \geq R_{\min}$, то искомая траектория найдена, иначе, при заданных условиях использование полинома пятой степени не позволяет найти необходимую траекторию в виде одного участка.

Рассмотрим вопрос о том, какие полиномы целесообразно выбрать для определения $R_5(u)$. Наиболее часто для векторных полиномов используется мономиальный базис

$$u, u^2, \dots, u^n,$$

в котором произвольный полином n -й степени может быть вычислен по схеме Горнера. Однако число обусловленности полинома, построенного на основе мономиального базиса, больше или равно числу обусловленности этого же полинома, построенного на основе базисных полиномов $B_i^n(u)$, предложенных Бернштейном (см. Приложение). Следовательно, полиномы, построенные на основе базисных полиномов Бернштейна, обладают большей вычислительной устойчивостью.

Полиномы Бернштейна определяются формулой

$$B_i^n(u) = \frac{n!}{i!(n-i)!} u^i (1-u)^{n-i}, \quad i=0, 1, \dots, n, \quad u \in [0, 1].$$

Функция $R_5(u)$, построенная на основе базисного полинома Бернштейна пятой степени, и ее первая и вторая производные могут быть представлены выражениями

$$\begin{aligned} R_5(u) &= \sum_{i=0}^5 a_i B_i^5(u); \\ R_5'(u) &= 5 \left(\sum_{i=0}^4 (a_{i+1} - a_i) B_i^4(u) \right), \\ R_5''(u) &= 20 \left(\sum_{i=0}^3 (a_{i+2} - 2a_{i+1} + a_i) B_i^3(u) \right). \end{aligned}$$

Векторные коэффициенты a_i вычисляются как решения неоднородной системы линейных уравнений шестого порядка, если параметры $r_0, r_1, r_{10}, r_{11}, r_{20}, r_{21}$ заданы не равными нулю одновременно:

$$\left. \begin{aligned} r_0 &= R_5(0), \quad r_{10} = R_5'(0), \quad r_{20} = R_5''(0), \\ r_{21} &= R_5''(1), \quad r_{11} = R_5'(1), \quad r_1 = R_5(1). \end{aligned} \right\}$$

Определитель этой системы равен $-1 \cdot 10^4$, т.е. имеет полный ранг, и система может быть разрешена относительно a_i :

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= r_0, \quad a_1 = r_{10} / 5, \quad a_2 = r_{20} / 20 + 2r_{10} / 5 + r_0, \\ a_3 &= r_1, \quad a_4 = r_{11} / 5, \quad a_5 = r_{21} / 20 + 2r_{11} / 5 + r_1. \end{aligned} \right\}$$

Полиномы Бернштейна вычисляются по схеме Горнера с помощью формул

$$B_i^n(u) = (1-u)^n \cdot \binom{n}{i} \cdot t^i, \quad t = \frac{u}{1-u} \text{ на отрезке } [0, 1/2];$$

$$B_i^n(u) = u^n \cdot \binom{n}{i} \cdot t^{n-i}, \quad t = \frac{1-u}{u} \text{ на отрезке } [1/2, 1].$$

Если параметры $r_0, r_1, r_{10}, r_{11}, r_{20}, r_{21}$ задавать как трехмерные векторы, то расчетные траектории будут кривыми в трехмерном пространстве.

Рассмотрим ряд примеров, в которых координаты X, Y заданы в местной декартовой системе координат с осью Y , направленной на север; размерность координат — метры; минимальный радиус кривизны траектории составляет не менее 50 м; отношение S_{mv}/S_{bv} обобщенных оценок чисел обусловленности (см. Приложение) находится в диапазоне 12—16.

Пример 1. Рассмотрим построение расчетной траектории движущегося объекта. Начало траектории в точке $A = (-100, -1020)$, курс 240° , окончание в точке $B = (0, 0)$, курс 0 , в граничных точках кривизна траектории равна нулю: $k_A = k_B = 0$.

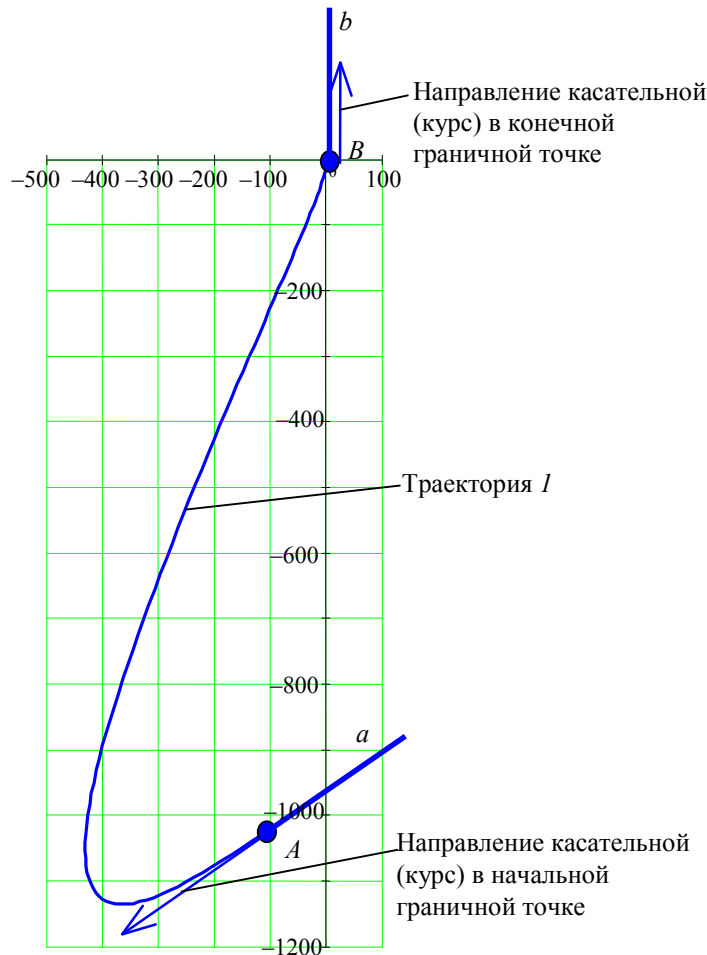


Рис. 1

С помощью изложенной выше методики получены двумерные векторные коэффициенты базисного полинома Бернштейна (см. табл. 1), который задает траекторию I , показанную на рис. 1.

Таблица 1

Координата	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
X	-100	-456,118	-812,236	0	0	0
Y	-1,02E+3	-1,226E+3	-1,431E+3	-79,52	-39,76	0

График кривизны траектории l приведен на рис. 2. Минимальный радиус кривизны траектории l равен 51,8 м. Для полиномов с мономиальным базисом и базисом Бернштейна обобщенные оценки чисел обусловленности равны соответственно $S_{mv}=7823$ и $S_{bv}=515$, $S_{mv}/S_{bv}=15,2$.

На рис. 3 показаны верхние границы четырех допустимых областей для начальных точек расчетных траекторий, представленных в виде параметрических полиномиальных кривых пятого порядка. Четыре области соответствуют четырем значениям курса объекта в начальной точке траектории: 0, 30, 60, 90°. В каждой области возможно построение расчетной траектории, начинающейся в любой точке этой области, с начальной кривизной траектории, равной нулю, и заканчивающейся в точке (0, 0) с курсом 0 и кривизной, равной нулю. Допустимая область, соответствующая начальному курсу 90°, на рис. 3 заштрихована.

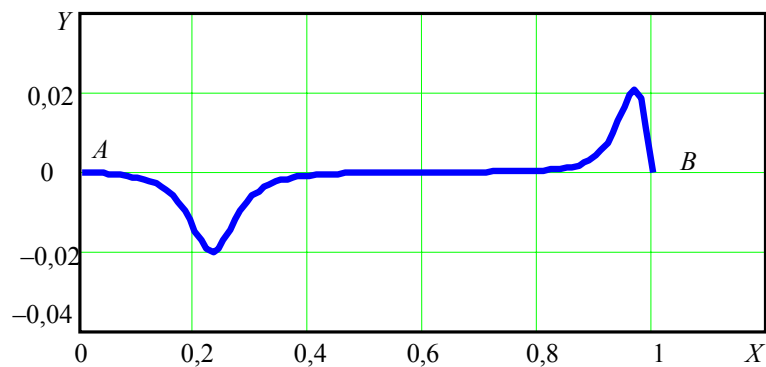


Рис. 2

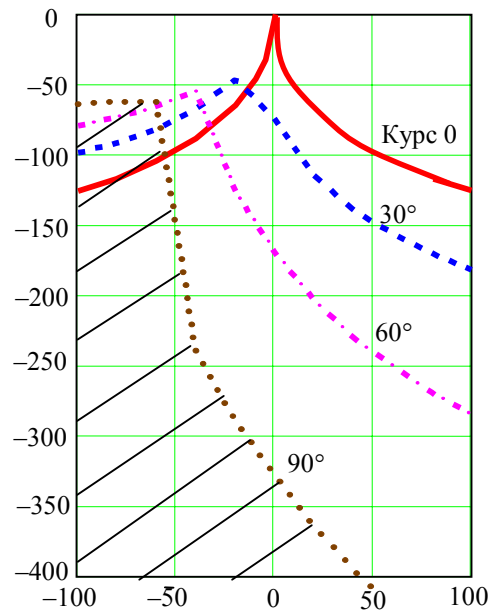


Рис. 3

Пример 2. Рассмотрим вариант построения расчетной траектории летательного аппарата, которая обеспечивает разворот на 180° с набором высоты. После горизонтального прямолинейного полета по траектории a аппарат начинает разворот в точке $A = (-100, 0, 100)$ с курса 180°, приходит в точку $B = (0, 0, 150)$ с курсом 0 и продолжает горизонтальный полет по прямой b . В граничных точках A и B кривизна траектории равна нулю: $k_A = k_B = 0$. С использованием приведенной методики получены трехмерные векторные коэффициенты базисного полинома Бернштейна (см. табл. 2), который задает траекторию 2, показанную на рис. 4.

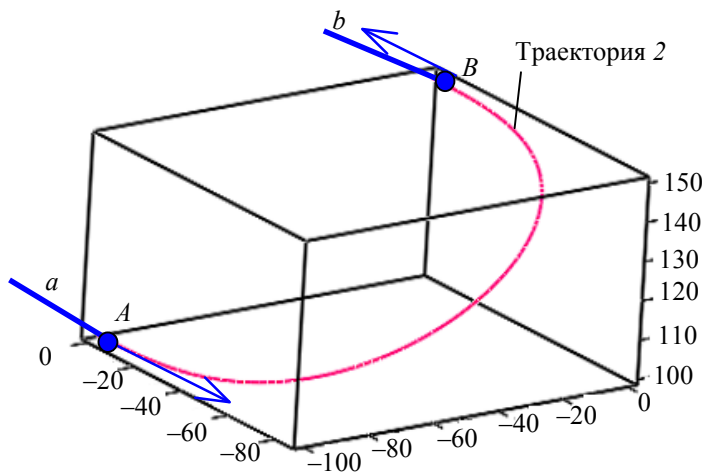


Рис. 4

Таблица 2

Координата	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5
X	-100	-100	-100	0	0	0
Y	0	-54,68	-109,361	-109,36	-54,68	0
Z	0	0	0	50	50	0

Заключение. Предложенная в статье методика расчета планируемых траекторий перемещения на плоскости аппаратов, управляемых автоматически или человеком, позволяет обеспечить повышение точности следования заданным траекториям, а также выявить ситуации, когда выход на заданную траекторию по расчетной, состоящей из одного участка, невозможен; кроме того, несложное обобщение представленной методики позволяет применить ее к расчету траекторий в трехмерном пространстве.

ПРИЛОЖЕНИЕ

В работе [3] вводятся числа обусловленности $S_m(u)$ и $S_b(u)$ для вычисления полиномов с мономиальным базисом и базисом Бернштейна соответственно:

$$S_m(u) = \sum_{k=0}^n |c_k u^k|; \quad S_b(u) = \sum_{k=0}^n |a_k B_k^n(u)|,$$

где c_k и a_k — числовые коэффициенты.

Выражения $S_m(u)\epsilon$ и $S_b(u)\epsilon$ оценивают погрешности вычисленных результатов для соответствующих полиномов, вызванные изменением их коэффициентов на некоторую относительную величину ϵ . Из выкладок, приведенных в работе [3, разд. 3.4, доказательство теоремы 1], следует, что число обусловленности полинома в мономиальном базисе не меньше числа обусловленности этого полинома в базисе Бернштейна:

$$S_m(u) \geq S_b(u).$$

В работе [4] доказано, что алгоритм вычисления полинома по схеме Горнера является обратно устойчивым. Поэтому числа обусловленности полиномов с мономиальным базисом и базисом Бернштейна могут использоваться для оценки погрешности результатов соответствующих полиномов, вызванных погрешностями округления в арифметических операциях.

Для оценки на отрезке $[0, 1]$ чисел обусловленности соответствующих полиномов можно использовать усредненные числа обусловленности S_m и S_b :

$$S_m = \int_0^1 S_m(u) du, \quad S_b = \int_0^1 S_b(u) du.$$

Так как в настоящей статье рассматриваются полиномы с векторными коэффициентами, то каждый такой полином можно интерпретировать как соответствующий размерности векторных коэффициентов набор полиномов со скалярными коэффициентами. В качестве обобщенной оценки числа обусловленности векторного полинома используется евклидова норма вектора, составленного из усредненных чисел обусловленности. Для полиномов с мономиальным базисом и базисом Бернштейна обобщенные оценки чисел обусловленности обозначаются символами S_{mv} и S_{bv} соответственно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пелевин Л. К., Каменская А. А. О синтезе оперативных траекторий при стабилизации судна на системе галсов и заданном маршруте // Сб. трудов XXXI Всерос. конф. „Управление движением морских судов и специальных аппаратов“. М.: ИПУ РАН, 2004.
2. Фокс А., Прайт М. Вычислительная геометрия. М.: Мир, 1982.
3. Farouki R. T., Rajan V.T. On the numerical condition of polynomials in Bernstein form // Computer Aided Geometric Design, North-Holland. 1987. N 4. P. 191—216.
4. Деммель Дж. Вычислительная линейная алгебра. М.: Мир, 2001.

Сведения об авторах

- Георгий Моисеевич Довгоброд** — канд. техн. наук; ЦНИИ „Курс“, Москва; вед. науч. сотрудник;
E-mail: grsud@kyrs.ru
- Лев Михайлович Клячко** — канд. техн. наук; ЦНИИ „Курс“, Москва; генеральный директор;
E-mail: klyachko@kyrs.ru
- Андрей Владимирович Рогожников** — канд. техн. наук; ЦНИИ „Курс“, Москва; зам. главного инженера;
E-mail: rav@kyrs.ru

Рекомендована кафедрой
систем автоматического управления
МГТУ им. Н. Э. Баумана

Поступила в редакцию
15.10.08 г.

Ю. С. КРАСНОВ

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ПРОГРАММЫ НАВИГАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ НА БОРТУ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

Рассматривается задача оптимизации программы навигационных измерений на борту космического аппарата. Предложен метод ее решения, построенный на базе вычислительной схемы Розенброка и включающий процедуру случайного поиска для детального исследования окрестности точки, подозрительной на экстремум. Приводятся результаты расчетов для различных величин эксцентриситета орбиты космического аппарата и навигационных параметров: двух углов „звезда — горизонт Земли“ и углового диаметра Земли.

Ключевые слова: система автономной навигации космических аппаратов, планирование навигационных измерений, метод оптимизации программ измерений.

Введение. Эффективность применения орбитальных космических средств во многом определяется качеством управления движением космических аппаратов (КА) на всех этапах полета. Среди многообразия задач, решаемых в процессе управления движением КА, одной из важнейших является задача навигации. С учетом современных требований к автономности функционирования КА задачу навигации следует решать с использованием методов и систем автономной навигации (САН).

Несмотря на значительные успехи, достигнутые в этом направлении, один важный аспект применения САН до сих пор остается без должного внимания: не учитывается тот факт, что значения первичных навигационных параметров, измеренные в различных орбитальных положениях КА, обладают, в общем случае, различной информативностью, т.е. по-разному влияют на точность определения траектории КА. Поэтому значительный научный интерес и высокую практическую значимость представляет определение таких участков орбиты КА, проведение навигационных измерений на которых позволит достичь наибольшей точности определения траектории его реального полета.

Постановка задачи. Рассмотрим КА, совершающий свободный орбитальный полет в нормальном гравитационном поле Земли и оборудованный системой автономной навигации, решающей задачу определения орбиты на основе измерения и обработки значений следующих первичных навигационных параметров: два угла „звезда — горизонт Земли“ (Φ_1, Φ_2) и угловой диаметр Земли (d). Навигационными астроориентирами служат две звезды, линии визирования которых перпендикулярны. Такая схема расположения звезд, как показано в работе [1], обеспечивает наибольшую точность решения задачи навигации. Движение КА будем рассматривать в абсолютной геоцентрической экваториальной системе координат. Используемые в расчетах исходные данные представлены ниже.

Параметры опорной орбиты КА

Высота перицентра, км	1000
Наклонение орбитальной плоскости, ...°	60
Долгота восходящего узла, ...°	30
Аргумент перицентра, ...°	90
Эксцентриситет	0—0,9*
Момент нахождения в перицентре, с	0

* Диапазон значений эксцентриситета орбиты КА задан в интересах исследования его влияния на результаты оптимизации программы бортовых навигационных измерений.

Параметры системы автономной навигации

Направляющие косинусы навигационных звезд:

звезда, находящаяся в плоскости орбиты, $a_1^0 = -0,25; b_1^0 \approx 0,433; c_1^0 \approx 0,866$

звезда, находящаяся в полюсе орбиты, $a_2^0 \approx 0,433; b_2^0 = -0,75; c_2^0 = 0,5$

Среднеквадратические ошибки бортовых измерительных средств*:

σ_{Φ_1} 5,2'

σ_{Φ_2} 5,2'

σ_d 1,5'

Навигационный интервал $T \approx 6801,65$ с

(период обращения КА)

Общее число навигационных сеансов 100

Минимальная величина шага между моментами измерений, с 5

В качестве действующих на КА возмущающих факторов будем учитывать нецентральность гравитационного поля Земли и сопротивление атмосферы. При этом в разложении гравитационного потенциала ограничимся, помимо центральной составляющей, второй и четвертой зональными гармониками, а также примем широко используемое в космической баллистике допущение о неподвижности слоев атмосферы относительно вращающейся Земли.

Необходимые расчетные соотношения представлены в работах [2—5]. Для интегрирования системы дифференциальных уравнений возмущенного движения КА воспользуемся методом Адамса — Башфорта — Моултона [6].

Ошибки бортовых навигационных измерений будем полагать не содержащими систематических составляющих случайными величинами, подчиненными нормальному многомерному закону распределения [7, 8]. В целях упрощения предположим наличие лишь автокорреляционной зависимости случайных ошибок измерений.

Метод решения оптимизационной задачи. Для решения навигационной задачи сформированная на протяжении витка орбиты совокупность результатов измерений

$$\hat{\Theta} = [\hat{\Theta}_1^T, \hat{\Theta}_2^T, \dots, \hat{\Theta}_i^T, \dots, \hat{\Theta}_N^T]^T, \quad \hat{\Theta}_i^T = [\Phi_1^{t_i}, \Phi_2^{t_i}, d^{t_i}]$$

подвергается статистической обработке методом максимального правдоподобия [1, 7, 8]. Корреляционная матрица ошибок определения орбиты КА может быть рассчитана по формуле

$$K_{\hat{q}_0} = (W^T K_{\hat{\Theta}}^{-1} W)^{-1}, \tag{1}$$

где $W = \partial \hat{\Theta} / \partial \mathbf{q}_0$ — матрица частных производных измеряемых функций по определяемым параметрам орбиты КА, отнесенным к началу текущего навигационного интервала ($t_0 = 0$);

$\mathbf{q}_0 = [x_0, y_0, z_0, \dot{x}_0, \dot{y}_0, \dot{z}_0]^T$ — вектор определяемых параметров.

Матрица баллистических производных $B(t_i, t_0) = (\partial \mathbf{q} / \partial \mathbf{q}_0)_{t=t_i}$, необходимая для вычисления матрицы W , рассчитывается численным методом конечных разностей, изложенным в работе [3].

В качестве показателя точности автономной навигации целесообразно использовать позиционный след корреляционной матрицы (1), выражающий сумму дисперсий ошибок определения координат центра масс КА. Введем в рассмотрение вектор-программу бортовых навигационных измерений

$$\mathbf{t} = [t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_N]^T. \tag{2}$$

* Заданные значения среднеквадратических ошибок соответствуют техническим характеристикам современных оптико-электронных приборов, разрабатываемых для космической навигации.

Суть рассматриваемой в настоящей статье оптимизационной задачи заключается в определении такой программы бортовых навигационных измерений (2), которая обеспечивает максимальную точность автономного определения орбиты. Используя введенный показатель точности автономной навигации, сформируем целевую функцию, подлежащую минимизации:

$$F(\mathbf{t}) = K_{\hat{q}_0}(1,1) + K_{\hat{q}_0}(2,2) + K_{\hat{q}_0}(3,3) = \sigma_{x_0}^2 + \sigma_{y_0}^2 + \sigma_{z_0}^2. \quad (3)$$

Определим область допустимых значений переменных задачи оптимизации, для чего обратимся к следующим очевидным положениям:

- все бортовые измерения выполняются на заданном навигационном интервале;
- в связи с ограниченной производительностью бортовых измерительных средств должно быть задано ограничение на предельную плотность измерений на навигационном интервале.

Отсюда следует, что область допустимых значений переменных может быть задана системой ограничений-неравенств

$$D = \{ \mathbf{t}: t_0 < t_i < t_0 + \tau_n, t_i - t_{i-1} \geq \Delta t_{\min} \}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (4)$$

где τ_n — длительность навигационного интервала; Δt_{\min} — минимальная величина шага между моментами измерений.

Используя соотношения (3), (4), получаем следующую математическую модель оптимизации программы бортовых навигационных измерений:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{t}^* &= \arg \min_{\mathbf{t} \in D} F(\mathbf{t}), \\ D &= \{ \mathbf{t}: t_0 < t_i < t_0 + \tau_n, t_i - t_{i-1} \geq \Delta t_{\min} \}, \quad i = \overline{1, N}. \end{aligned} \right\}$$

Результаты оптимизации. Предварительный анализ поставленной оптимизационной задачи демонстрирует ее сложность, обусловленную трудноисследуемой неявной зависимостью точности автономной навигации КА от программы бортовых измерений и большим числом управляемых переменных, образующих эту программу. Действительно, не представляется возможным выразить заданную целевую функцию (3) в виде конечной формулы, пригодной для анализа и оптимизационного исследования. Допустимо лишь построение сложного вычислительного алгоритма, позволяющего рассчитывать и оценивать ее значения. Все это указывает на необходимость решения подобного рода оптимизационных задач с помощью численных методов, в основе своей не связанных с дифференцированием целевой функции и функций системы ограничений.

Для решения задачи оптимизации был применен специально разработанный трехэтапный численный метод, построенный на базе известной вычислительной схемы Розенброка [9, 10] и включающий процедуру случайного поиска с редукцией шага для детального исследования окрестности найденной точки, подозрительной на экстремум.

Значения параметров разработанного метода оптимизации, обеспечивающие наибольшую эффективность его применения, найдены эмпирически и представлены в табл. 1.

Таблица 1

Категория	Параметр	Значение
Начальные значения шагов поиска	\mathbf{h}^0 — начальные шаги экспериментального поиска по схеме Розенброка	$h_i^0 = 10, i = \overline{1, N}$
	R_{hs}^1 — радиус начальной гиперсферы случайного поиска	50
Множители-модификаторы величины шага поиска	α — множитель растяжения при экспериментальном поиске	5
	β — множитель сжатия при экспериментальном поиске	-0,8
	γ — множитель редукции при случайном поиске	0,5

Продолжение табл. 1

Категория	Параметр	Значение
Характеристики окончания вычислений	δ — показатель останова экспериментального поиска	10^{-4}
	ε_1 — показатель останова двухэтапной циклической схемы Розенброка, предел точности минимизации целевой функции	10^{-3}
	ε_2 — показатель останова случайного поиска	10^{-1}

Алгоритм метода оптимизации в виде структурной схемы представлен на рис. 1.

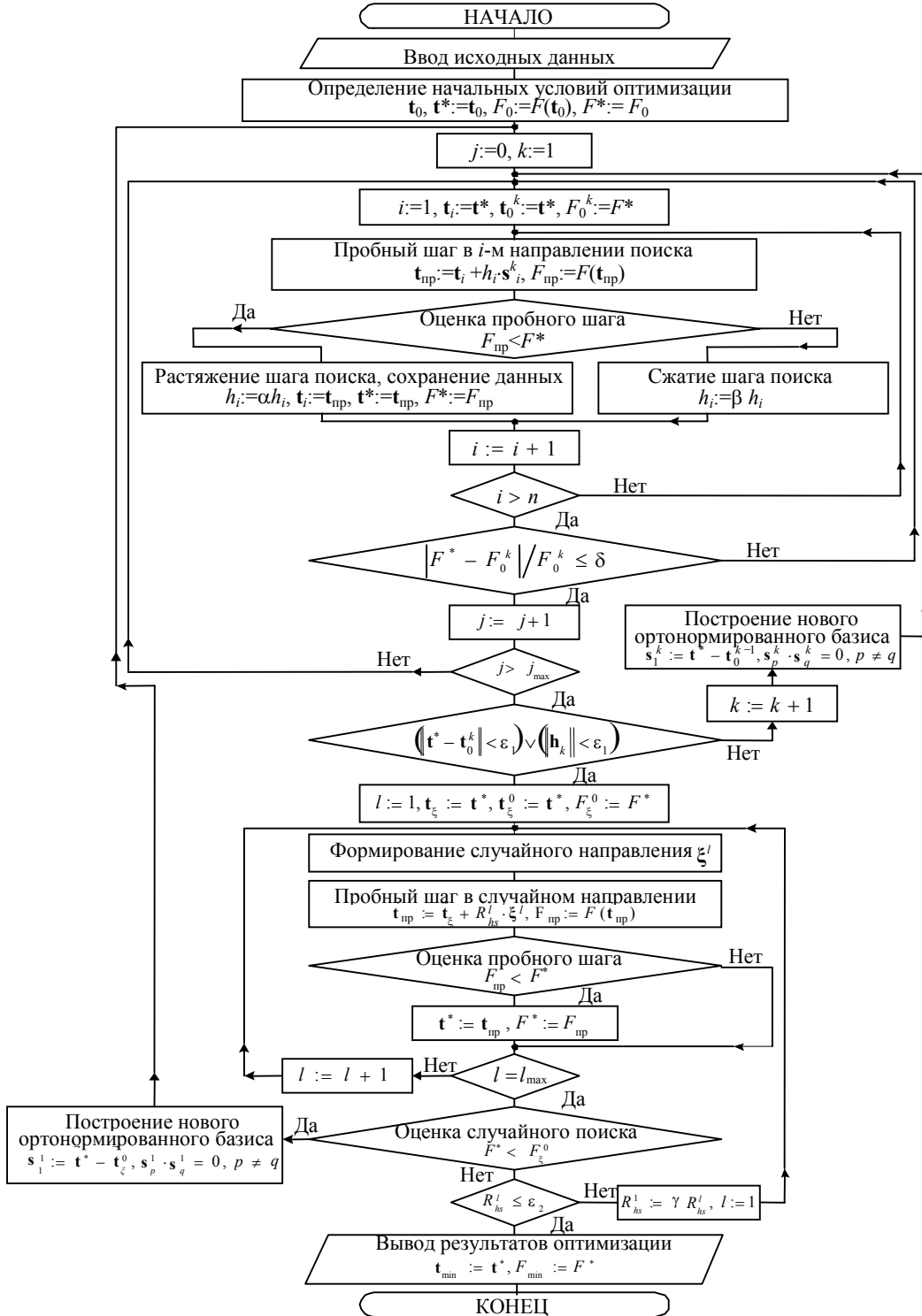


Рис. 1

При реализации алгоритма оптимизации ограничения на переменные учитывались в подпрограмме расчета значений целевой функции с помощью введения „штрафа“ за их нарушение. При выходе за пределы допустимой области (4) целевой функции присваивалось заведомо неоптимальное, очень большое значение (константа Inf в среде MatLab), что приводило к эффективному автоматическому исключению таких значений в процессе поиска оптимума.

Все расчеты по предложенной вычислительной схеме были выполнены с использованием разработанного в среде MatLab [11] специального программного комплекса.

На рис. 2 приведена схема расположения оптимальных мерных участков на круговой и эллиптической орбитах КА при эксцентриситетах: $e = 0$ (а), $e = 0,3$ (б).

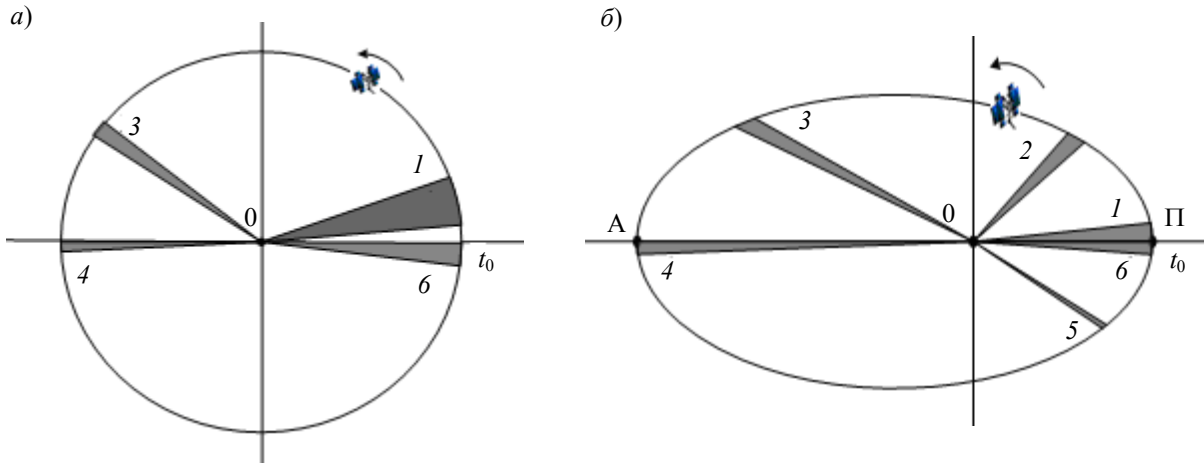


Рис. 2

Как видно из рисунка, оптимальные (заштрихованные) участки занимают малую часть витка орбиты. Они представляют области, в пределах которых для достижения наибольшей точности автономного определения орбиты КА навигационные измерения следует проводить максимально часто. Продолжительные интервалы полета, вследствие их малой информативности для выбранного состава первичных навигационных параметров и используемого метода обработки результатов измерений, вообще не должны быть задействованы. Полученное неравномерное распределение моментов измерений с четко выраженными областями характеризуется преимуществом по точности определения траектории КА в сравнении с широко используемым равномерным распределением.

Расчеты, результаты которых представлены в табл. 2, показали, что длительность измерений, взаимное расположение и число оптимальных мерных участков в значительной степени зависят от эксцентриситета орбиты КА. В табл. 2 приняты следующие обозначения: ϑ_n , Δt и n — соответственно начальное значение истинной аномалии, длительность и количество навигационных измерений для каждого оптимального мерного участка.

Таблица 2

Оптимальный участок	Эксцентриситет										
	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	
1	ϑ_n, \dots°	0,6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$\Delta t, c$	260	220	110	100	70	45	60	30	15	5
	n	53	45	23	21	15	10	13	7	4	2
2	ϑ_n, \dots°	—	32,8	32,9	33,4	37,5	35	35,8	39,6	42,3	41,9
	$\Delta t, c$	—	30	100	115	110	135	120	100	85	60
	n	—	7	21	24	23	28	25	21	18	13
3	ϑ_n, \dots°	146,9	148,4	157,7	158	162,4	165,2	168,3	171,7	172,7	175,4
	$\Delta t, c$	83,6	80	130	131,6	150	220	255	305	330,1	611,1
	n	15	17	27	25	31	45	52	62	67	80

Продолжение табл. 2

Оптимальный участок		Эксцентриситет									
		0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
4	$\vartheta_{н, \dots}^\circ$	180	180	180	180	180	180	180	180	180	—
	$\Delta t, c$	35	45	55	65	85	30	5	10	30	—
	n	8	10	12	14	18	7	2	3	7	—
5	$\vartheta_{н, \dots}^\circ$	—	—	351,3	333,5	320,2	316,5	319,3	319,1	—	—
	$\Delta t, c$	—	—	80	25	10	5	5	5	—	—
	n	—	—	17	6	3	2	2	2	—	—
6	$\vartheta_{н, \dots}^\circ$	353,4	354	—	357,1	357	357,6	358,2	358,5	358,8	358,4
	$\Delta t, c$	115	100	—	45	45	35	25	20	15	20
	n	24	21	—	10	10	8	6	5	4	5

Исследуя ошибки навигации по отдельным определяемым параметрам траектории КА, можно установить, что с увеличением эксцентриситета все более сказывается неэффективность равномерного распределения моментов измерений, в то время как использование найденных оптимальных мерных участков позволяет получить увеличивающийся выигрыш в точности: это подтверждается приведенными на рис. 3 графиками зависимости ошибок определяемых параметров от эксцентриситета при равномерном (кривая 1) и оптимальном (кривая 2) распределении моментов навигационных измерений.

Существенное влияние оказывает величина эксцентриситета также и на сам процесс оптимизации: в частности, с увеличением значения e заметно уменьшается число итераций поиска, а значит, и общее время вычислений. Это объясняется растущей информационной неравнозначностью различных участков траектории КА, а следовательно, и увеличивающейся кривизной исследуемой целевой функции.

Полученные результаты оптимизации можно оценить с помощью коэффициента, характеризующего относительный выигрыш в точности и рассчитываемого по формуле

$$k_i = \frac{\sigma_{p,q} - \sigma_{\text{опт},q}}{\sigma_{p,q}} \cdot 100\%, \quad (5)$$

где $\sigma_{p,q}$, $\sigma_{\text{опт},q}$ — среднеквадратические ошибки определения параметров траектории КА при равномерном и оптимальном распределении моментов измерений соответственно; $q = x_0, y_0, z_0$ — индекс оцениваемого параметра.

Выполненные расчеты, результаты которых отражены на рис. 4, показали, что значения коэффициента (5), изменяясь в зависимости от эксцентриситета, всегда остаются положительными, причем по всем оцениваемым параметрам, что однозначно указывает на повышение точности

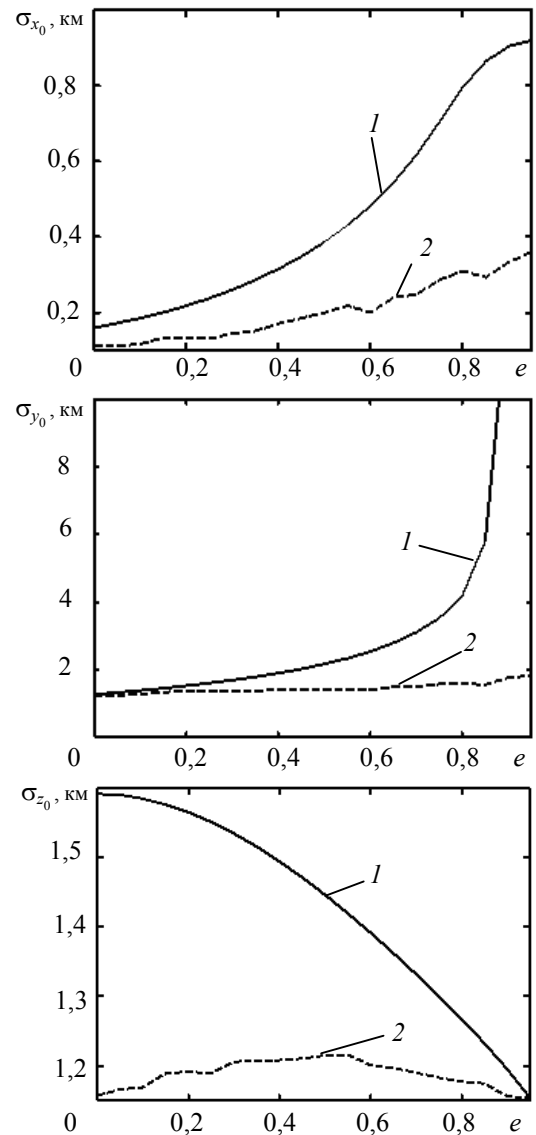


Рис. 3

определения траектории КА за счет оптимизации программы бортовых навигационных измерений.

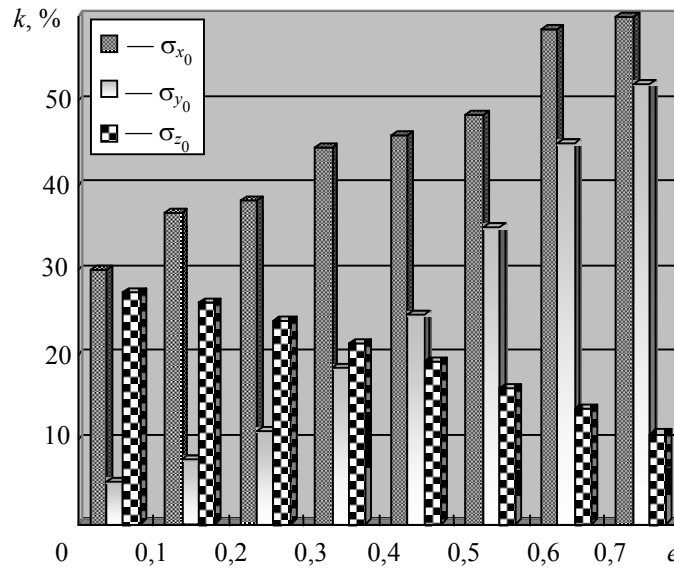


Рис. 4

Заключение. Проведенные исследования показали, что для повышения точности автономного определения орбит КА навигационные измерения следует производить не равномерно с заданным шагом (как это принято и рекомендовано разработчиками САН), а группировать в мерные участки, количество, взаимное расположение и длительность которых существенным образом зависят от параметров орбиты КА.

Представленный метод оптимизации программы бортовых навигационных измерений может быть применен на стадии баллистического проектирования полета КА различного целевого назначения, использующих автономный и ограниченно автономный принципы управления движением. Одним из достоинств метода, важных для его практического использования, является простота программной реализации на существующих в настоящее время вычислительных средствах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Порфирьев Л. Ф., Смирнов В. В., Кузнецов В. И. Аналитические оценки точности автономных методов определения орбит. М.: Машиностроение, 1987.
2. Основы теории полета космических аппаратов / Под ред. Г. С. Нариманова и М. К. Тихоновой. М.: Машиностроение, 1972.
3. Эльясберг П. Е. Введение в теорию полета искусственных спутников Земли. М.: Наука, 1965.
4. Голяков А. Д., Лукашевский А. А., Смирнов В. В. Системы навигации космических аппаратов. СПб.: МО РФ, 2003.
5. Аким Э. Л., Энеев Т. М. Определение параметров движения космического летательного аппарата по данным траекторных измерений // Космические исследования. 1963. Т. 1, № 1.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Лань, 2003.
7. Ломако Г. И. Определение и анализ движения по экспериментальным данным. Л.: МО СССР, 1983.
8. Эльясберг П. Е. Определение движения по результатам измерений. М.: Наука, 1976.
9. Базара М., Шетти К. Нелинейное программирование. Теория и алгоритмы: Пер. с англ. М.: Мир, 1982.
10. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. М.: Наука, 1975.
11. Ануфриев И. Е., Смирнов А. Б., Смирнова Е. Н. MatLab 7. СПб.: БХВ-Петербург, 2005.

Юрий Сергеевич Краснов

Сведения об авторе

— Главный испытательный центр им. Г. С. Титова, Краснознаменск;
науч. сотрудник; E-mail: yskras@yandex.ru

Рекомендована
Военно-космической академией
им. А. Ф. Можайского

Поступила в редакцию
02.03.09 г.

УДК 004.932.2

А. С. ПОТАПОВ, И. П. ГУРОВ, А. Н. АВЕРКИН

**АНАЛИЗ МОДЕЛИ КЛЕТОК ЗРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ
НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА МИНИМИЗАЦИИ
РЕПРЕЗЕНТАЦИОННОЙ ДЛИНЫ ОПИСАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

Представлен теоретико-информационный анализ модели клеток зрительной коры, селективных по отношению к пространственным паттернам. Показано, что методы текстурной сегментации, основанные на этой модели, уменьшают длину описания изображения. Явное использование длины описания в качестве целевой функции позволяет уточнить данную модель.

Ключевые слова: зрительная кора, модель нейронов, минимальная длина описания, текстурная сегментация.

Введение. Сегментация изображений является одной из фундаментальных проблем компьютерного зрения. В этом направлении проведено большое количество исследований и получены значимые результаты, однако остается ряд важных нерешенных вопросов, среди которых выделяется проблема сегментации сложнотекстурированных изображений, когда текстуры изображения априори не известны.

Модели текстур должны создаваться в соответствии с эмпирическими данными, полученными либо посредством анализа статистик естественных сцен [1, 2], либо на основе нейрофизиологических исследований зрительных систем [3, 4]. Отклики нейронов зрительной коры хорошо согласуются со статистиками естественных сцен [5]. Нейрофизиологические данные позволяют получить дополнительную информацию о том, как выполняется сам процесс сегментации. В связи с этим многие методы текстурной сегментации изображений, например предложенные в работе [6], основаны именно на нейрофизиологических данных.

Между зрительными системами даже близких видов млекопитающих имеются определенные различия, однако существует также и большое количество общих черт: в частности, в представлении пространственной информации, которое практически у всех позвоночных осуществляется с использованием вейвлет-подобных преобразований [5], что свидетельствует об их фундаментальной значимости при обработке визуальной информации и, в особенности, при выполнении ее текстурного анализа.

Детальные нейрофизиологические исследования выявили конкретные типы клеток, участвующих в вейвлет-подобных разложениях. В частности, функционирование простых клеток зрительной коры хорошо моделируется с помощью двумерных функций Габора [7]. Современные биологически мотивированные методы сегментации имитируют наиболее поздно открытые клетки, имеющие рецептивные поля, которые обеспечивают селективность по отношению к пространственно-периодическим паттернам.

Несмотря на то что такой имитационный подход весьма эффективен, он, по мнению авторов, не является достаточным, поскольку нейрофизиологические данные описывают

зрительную систему лишь частично и приближенно, а при моделировании не учитывается все разнообразие известных типов клеток и взаимодействий между ними. В связи с этим актуальной является задача строгого описания моделей текстурной сегментации, имитирующих работу клеток зрительной коры.

В настоящей статье представлен анализ функционирования методов сегментации, использующих функции Габора, и модели селективных по отношению к пространственным паттернам клеток на основе принципа минимизации репрезентационной длины описания. Выбор этого принципа обусловлен возможностью с его помощью объективной оценки качества представлений изображений [8]. При этом задача текстурной сегментации трактуется как задача построения оптимального (имеющего минимальную длину) описания изображения в рамках данного представления. Показано, что если выбор представления производится в соответствии с нейрофизиологическими данными, то функционирование имитационных моделей может быть объяснено как минимизация длины описания изображения.

Модели клеток, селективных по отношению к периодическим паттернам. Отклик простых клеток зрительной коры на пространственные стимулы часто описывается с помощью семейства функций Габора [6]:

$$g(x, y | \mathbf{w}) = \tilde{g}_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi}(x - x_0, y - y_0), \quad \mathbf{w} = (x_0, y_0, \theta, \sigma, \lambda, \varphi); \quad (1)$$

$$\tilde{g}_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi}(x, y) = e^{-(\tilde{x}^2 + \gamma^2 \tilde{y}^2) / 2\sigma^2} \cos\left(2\pi \frac{\tilde{x}}{\lambda} + \varphi\right), \quad \tilde{x} = x \cos \theta + y \sin \theta, \quad \tilde{y} = -x \sin \theta + y \cos \theta,$$

где x, y — координаты клетки в плоскости изображения; x_0, y_0 — координаты центра рецептивного поля на изображении; $\gamma = 0,5$ — константа, определяющая „вытянутость“ рецептивного поля клетки; $\theta, \sigma, \lambda, \varphi$ — свободные параметры, определяющие конкретную форму рецептивного поля (его ориентацию, размеры, а также частоту и фазу периодического компонента); иногда используется также фиксированное отношение $\sigma/\lambda = 0,56$, которое, как полагается в работе [6], характерно для нейронов зрительной коры.

Отклик $r_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi}(x_0, y_0)$ простой клетки, помещенной в точку (x_0, y_0) изображения $f(x, y)$ и обладающей рецептивным полем $\tilde{g}_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi}(x - x_0, y - y_0)$, определяется сверткой

$$r_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi}(x_0, y_0) = (f \otimes \tilde{g}_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi})(x_0, y_0).$$

Вид функций Габора (1) обеспечивает селективность простых клеток по отношению к периодическим паттернам, однако для выполнения сегментации необходимо объединить информацию об откликах соседних простых клеток.

Сложные клетки комбинируют отклики двух простых клеток. Отклик сложной клетки моделируется как вычисление габоровской энергии:

$$E_{\theta, \sigma, \lambda}(x_0, y_0) = \sqrt{r_{\theta, \sigma, \lambda, 0}^2(x_0, y_0) + r_{\theta, \sigma, \lambda, -\pi/2}^2(x_0, y_0)}.$$

Дальнейшее усложнение моделей осуществляется путем введения латеральных связей между клетками следующего уровня, который представляет собой рекуррентную нейронную сеть. Нейрон этого уровня имеет связи со всеми нейронами в кольце, внешний и внутренний радиусы (r_1 и r_2) которого определяются параметром σ , задающим размер рецептивного поля соответствующей клетки. Характер связи между нейронами с параметрами $(x_0, y_0, \theta_0, \sigma_0, \lambda_0)$ и $(x, y, \theta, \sigma, \lambda)$ обусловлен сходством параметров габоровской функции: если значения параметров $(\theta_0, \sigma_0, \lambda_0)$ и $(\theta, \sigma, \lambda)$ близки, то связи между соответствующими нейронами возбуждающие, в противном случае — тормозящие. Релаксация такой сети приводит к образованию областей в пространстве (x, y) с близкими по значению параметрами габоровской функции $(\theta, \sigma, \lambda)$, при которых сложные клетки в данной области имеют в среднем большой отклик (клетки с не характерными для области параметрами подавляются). Эти

области соответствуют областям однородных текстур, состоящих из элементов с определенными пространственными характеристиками. Здесь, однако, имеется большой произвол в том, как именно задавать структуру латеральных связей. Выбор этих связей неявно задает представление, в рамках которого описывается изображение. Для строгого подхода к построению представлений изображений следует воспользоваться недавно разработанным принципом минимизации репрезентационной длины их описания, изложенным в работе [8].

Принцип минимизации длины описания. Принцип минимизации длины описания (МДО) формулируется следующим образом: моделью m^* , наилучшим образом описывающей некоторый набор данных f , является модель, которая позволяет минимизировать сумму:

- длины описания модели $L(m)$;
- длины описания данных в рамках модели $L(f | m)$.

В качестве длин описания в теоретических работах выступает алгоритмическая сложность строк символов, соответствующих данным и модели. При этом полагается, что весь объем данных доступен одновременно.

При решении задач анализа изображений требуется их независимая интерпретация. В этих условиях принцип МДО необходимо уточнить как принцип репрезентационной МДО (РМДО), состоящий из двух частей:

1) моделью m^* , наилучшим образом описывающей некоторый набор данных f в рамках представления S , является модель, минимизирующая сумму:

$$L_S(f, m) = L_S(m) + L_S(f | m), \quad (2)$$

где L_S — длина описания в рамках данного представления;

2) лучшим представлением S для данной выборки изображений $F = \{f_1, \dots, f_n\}$ является представление, для которого минимизируется сумма:

- длины представления $L(S)$;
- суммы длин описаний изображений $\sum_{i=1}^n K(f_i)$, где $K(f_i) = \min_m L_S(f_i, m)$.

Таким образом, выбор оптимального представления изображений — эмпирическая задача, решение которой определяется средней, по некоторой выборке, длиной описания. В этом случае рассматривается вопрос о выборе представления для описания текстур изображений с двух позиций: компоненты представления изображений заимствуются из имитационных моделей, и определяется, как эти компоненты позволяют в среднем уменьшать длину описания изображений. Сам же процесс (имеющий также нейрофизиологические корреляты) текстурного анализа изображения рассматривается как процесс минимизации длины его описания в рамках данного представления.

Анализ модели текстурной сегментации. В соответствии с принципом РМДО необходимо найти такое представление, в рамках которого длины описаний изображений в среднем минимизируются. Выбор самих представлений должен базироваться на эмпирических данных. Приведем вначале ранее разработанное упрощенное представление [9], а затем попытаемся его расширить с учетом моделей текстуры.

В рамках этого представления, которое обозначим через S_0 , изображение $f(x, y)$, заданное в некоторой области G , т.е. $f: G \rightarrow R$, описывается как совокупность непересекающихся областей: $G = \bigcup_i G_i$. Содержимое каждой из областей G_i (сужение функции f на область G_i , т.е. $f_i = f|_{G_i}$), в свою очередь, описывается индивидуальной стохастической моделью. Подобное представление обосновано тем, что наблюдаемые сцены состоят из видимых

поверхностей с собственным распределением коэффициентов отражения. В простейшем случае яркости (I) пикселей в области G_i описываются как статистически независимые и одинаково распределенные (функции распределения различны для разных областей). Тогда длина описания $L(f_i)$ содержимого каждой области изображения будет равна энтропии $H(f_i)$ значений яркости ее пикселей, умноженной на их число $\|G_i\|$. Величина $H(f_i)$ является оценкой математического ожидания длины описания значений яркости в области G_i , представленным кодом Хаффмана. Области, приводящие к минимизации длины описания изображения, действительно соответствуют его разным областям. На рис. 1, а приведен фрагмент исходного изображения, а на рис. 1, б, в — две выделенные на нем области; соответствующие гистограммы распределения яркостей, представленные на рис. 1, г—е (где N — число пикселей), демонстрируют уменьшение длины описания изображения: энтропия яркостей исходного изображения составляет 4,375, а в областях — 4,297 и 3,032, что соответствует уменьшению длины описания с 59 845 до 51 581 бит.

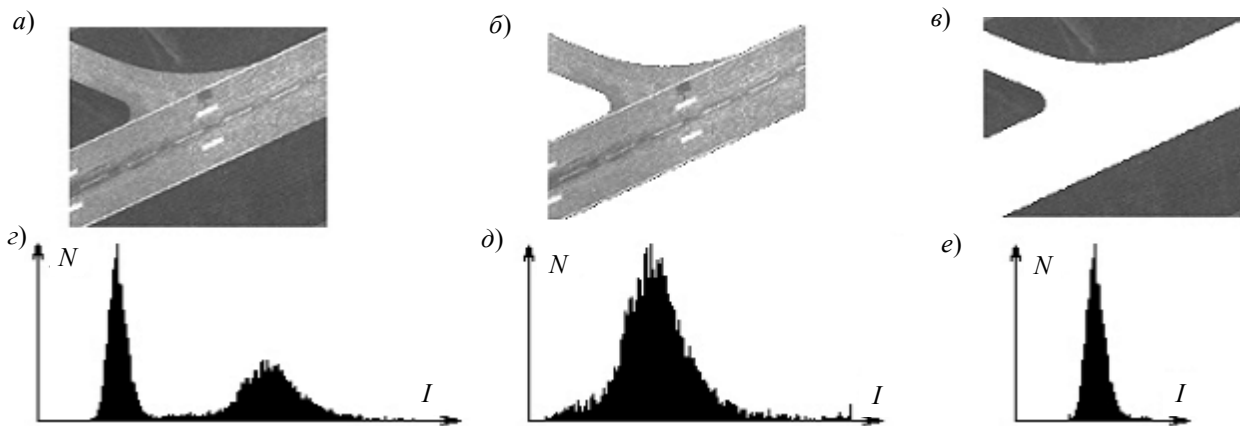


Рис. 1

Помимо яркости пикселей внутри каждой области, также необходимо описать положение этих областей, т.е. их границы, которые могут быть представлены в виде структурных элементов. Однако здесь этот компонент описания не представляет интереса (как и сам алгоритм сегментации, см. [9, 10]), поскольку рассматриваются отдельные области изображения.

Очевидным упрощением данного представления является предположение о статистической независимости яркостей пикселей внутри областей. Расширим данное представление с учетом рассмотренной выше модели клеток, селективных по отношению к периодическим паттернам, обозначив новое представление через S_T . Предположим, что содержимое f_i каждой области описывается взвешенной суммой некоторого количества габоровских функций: $\sum_j A_{i,j} g(x, y | \mathbf{w}_{i,j})$, где $\mathbf{w}_{i,j}$ — вектор параметров j -й функции в i -й области, $A_{i,j}$ — вес этой функции. Если векторы параметров известны, то для описания содержимого области достаточно знать значения невязок:

$$\varepsilon_i(x, y) = f_i(x, y) - \sum_{j=1}^{N_i} A_{i,j} g(x, y | \mathbf{w}_{i,j}).$$

В предположении независимости невязок в соответствии с принципом РМДО (2) можно получить следующее выражение:

$$L_{S_T}(f_i, \{\mathbf{w}_{i,j}\}_{j=1}^{N_i}) = H(\varepsilon_i) \|G_i\| + L_{S_T}(\{\mathbf{w}_{i,j}\}_{j=1}^{N_i}),$$

где второе слагаемое — длина описания параметров модели (т.е. совокупности функций Габора).

В предположении, что невязки распределены нормально, поиск оптимальных параметров для каждой из функций можно вести посредством минимизации дисперсии невязок. Предположим, что параметры $(x_0, y_0, \theta, \sigma, \lambda)$ зафиксированы. Оптимальное значение параметра φ определяется путем минимизации ошибки:

$$\varepsilon_{\Sigma}(A_i, \varphi) = \sum_{x,y} \varepsilon_i^2(x, y) = \sum_{x,y} \left[f_i(x, y) - \bar{f}_i - A_i g_{\theta, \sigma, \lambda, \varphi}(x - x_0, y - y_0) \right]^2. \quad (3)$$

Очевидно, это соответствует минимизации выражения

$$\varepsilon_{\Sigma}(C_i, S_i) = \sum_{x,y} \left[f_i(x, y) - \bar{f}_i - C_i g_{\theta, \sigma, \lambda, 0}(x - x_0, y - y_0) - S_i g_{\theta, \sigma, \lambda, -\pi/2}(x - x_0, y - y_0) \right]^2, \quad (4)$$

причем $C_i = A_i \cos \varphi$, $S_i = A_i \sin \varphi$. Отсюда следует, что A_i — это отклик сложной клетки, работу которой можно трактовать как минимизацию локальной ошибки описания изображения.

На рис. 2, а, б приведен пример габоровской функции при $\varphi=0$ и $\varphi=\pi/2$, а на рис. 2, в, г представлены соответственно исходное изображение и изображение как результат вычитания функции Габора с параметрами, минимизирующими дисперсию невязок (3).

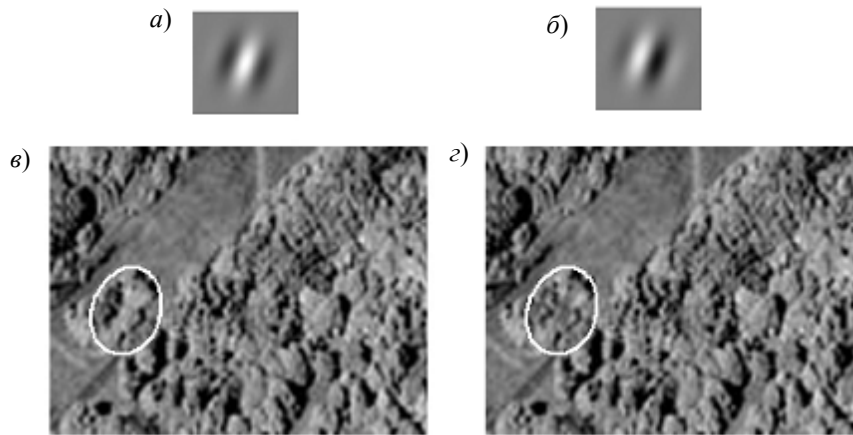


Рис. 2

Работу клеток следующего уровня можно интерпретировать как минимизацию второго слагаемого длины описания $L_{S_T}(\{\mathbf{w}_{i,j}\}_{j=1}^{N_i})$. Действительно, если изображение разделено на области, то параметры функций Габора в каждой области можно описывать совместно. Чем ближе значения этих параметров, тем меньшей будет длина описания. Поскольку значения параметров габоровских функций выбираются дискретно, то нетрудно получить оценку длины описания параметров через энтропии гистограмм внутри области:

$$L_{S_T}(\{\mathbf{w}_{i,j}\}_{j=1}^{N_i}) = N_i \left[H(\{\theta_{i,j}\}_{j=1}^{N_i}) + H(\{\sigma_{i,j}\}_{j=1}^{N_i}) + \dots \right].$$

Таким образом, положительные и отрицательные связи между нейронами в рассмотренной выше модели можно интерпретировать как уменьшение длины совместного описания параметров габоровских функций, совокупность которых аппроксимирует значения яркостей изображения в данной области.

На основе принципа РМДО можно строго определить глобальный критерий качества описания, что позволяет установить наилучший способ введения латеральных связей в данной нейронной сети. Предложенное представление также предполагает явное группирование габоровских функций и определение областей на изображении. При этом некоторая габоровская функция описывает изображение лишь в той области, к которой она относится. И только в этой области должны вычисляться невязки. В нейросетевой модели в рецептивные поля

простых клеток могут попадать пиксели разных областей, что искажает отклик клеток и препятствует установлению точных границ областей в процессе сегментации. Вычисление невязок только внутри области предполагает управление рецептивными полями простых клеток с верхних уровней нейронной сети, на которых производится сегментация. Более детальный анализ перечисленных возможностей и разработка соответствующего алгоритма сегментации на основе предложенного представления изображений выходят за рамки данной статьи.

Экспериментальные результаты. В ходе эксперимента было произведено последовательное определение функции Габора с такими параметрами и координатами, при которых после ее вычитания длина описания содержимого области максимально уменьшалась. При этом были выбраны параметры θ, σ, λ (один из 32 вариантов), описаны параметры разложения C_i и S_i (см. уравнение (4)) и координаты (x_0, y_0) . Длина описания одной функции Габора при этих условиях оценивалась равной 20 битам.

Сравнение длин описаний изображений проводилось в рамках двух представлений: S_0 и S_T . Эксперименты показали, что применение функций Габора позволяет дополнительно уменьшить длину описания изображений, содержащих естественные текстуры, в среднем на 5,4 %. В соответствии с принципом РМДО это означает, что представление S_T (включающее аппроксимацию изображения функциями Габора) эффективнее представления S_0 при описании изображений рассмотренного типа.

На рис. 3, а, б представлены исходное изображение и изображение как результат вычитания 114 функций Габора, а на рис. 3, в, г — соответствующие гистограммы распределения яркостей. Изменение гистограммы соответствует снижению энтропии с 7,3 до 7,1 и (с учетом сложности модели) уменьшению длины описания на 529 бит. Уменьшение длины описания наблюдалось для большинства (99 %) естественных текстур, но было сравнительно небольшим: это связано, по-видимому, с тем, что в эксперименте рассматривалась совокупность функций Габора с ограниченным набором параметров.

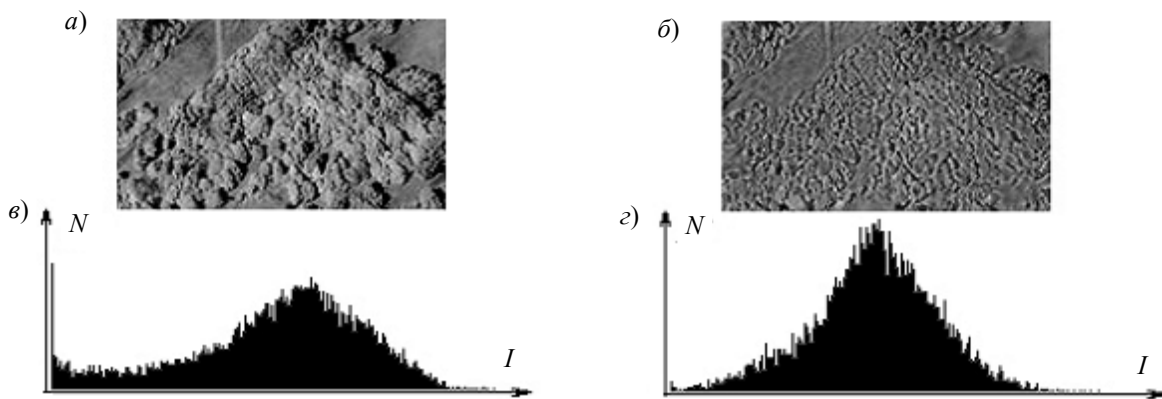


Рис. 3

Было установлено также, что уменьшение количества различных параметров функций Габора для некоторой области может приводить к уменьшению длины описания, однако дополнительное ограничение области значений возможных параметров, как правило, ведет к ухудшению результатов. Для разных текстур предпочтительный набор параметров оказался различным, что может быть использовано для их разделения при сегментации.

Анализ искусственных текстур показал, что использование функций Габора приводит к уменьшению длины описания только в 28 % случаев, что свидетельствует о необходимости расширения представления изображений с помощью других средств описания их текстур.

Заключение. Исследование модели нейронов, селективных по отношению к пространственным паттернам, и анализ функционирования этой модели на основе принципа РМДО

позволили расширить разработанное ранее иерархическое представление изображений, включив в него модель текстурной сегментации. Как показали результаты экспериментов, в рамках расширенного представления длина описания изображений, содержащих естественные текстуры, в среднем уменьшилась, что, согласно принципу РМДО, означает повышение качества представления. Разработка и реализация автоматических методов текстурной сегментации изображений, воплощающих рассмотренное представление, является предметом дальнейших исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kersten D.* Predictability and redundancy of natural images // *J. Optical Soc. Amer. A.* 1987. Vol. 4, N 12. P. 2395—2400.
2. *Huang J. G., Mumford D. B.* Statistics of natural images and models // *Proc. of IEEE Intern. Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition.* 1999. P. 541—547.
3. *Barlow H. B.* What is the computational goal of the neocortex? // *Large-scale neuronal theories of the brain / Eds.: C. Koch, J. L. Davis.* Cambridge, MA: MIT Press, 1994. P. 1—22.
4. *Atick J. J.* Entropy minimization: A design principle for sensory perception? // *Intern. J. of Neural Systems.* 1992. Vol. 3. P. 81—90.
5. *Field D. J.* Wavelets, vision and the statistics of natural scenes // *Phil. Trans. R. Soc. Lond. A.* 1999. Vol. 357. P. 2527—2542.
6. *Grigorescu C., Petkov N., Westenberg M.A.* Contour detection based on nonclassical receptive field inhibition // *IEEE Trans. on Image Processing.* 2003. Vol. 12, N 7. P. 729—738.
7. *Daugman J. G.* Uncertainty relation for resolution in space, spatial frequency, and orientation optimized by two-dimensional visual cortical filters // *J. Optical Soc. Amer. A.* 1985. Vol. 2, N 7. P. 1160—1169.
8. *Потапов А. С.* Выбор представлений изображений на основе минимизации репрезентационной длины их описания // *Изв. вузов. Приборостроение.* 2008. Т. 51, № 7. С. 3—7.
9. *Potapov A. S.* Image matching with the use of the minimum description length approach // *Proc. SPIE.* 2004. Vol. 5426. P. 164—175.
10. *Potapov A. S., Gamayunova O. S.* Information criterion for constructing the hierarchical structural representations of images // *Proc. SPIE.* 2005. Vol. 5807. P. 443—454.

Сведения об авторах

- Алексей Сергеевич Потапов** — д-р техн. наук; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра компьютерной фотоники; E-mail: pas.aicv@gmail.com
- Игорь Петрович Гуров** — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра компьютерной фотоники
- Антон Нилович Аверкин** — студент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра компьютерной фотоники; E-mail: ant-averkin@rambler.ru

Рекомендована кафедрой
компьютерной фотоники

Поступила в редакцию
19.02.08 г.

М. А. СЕМЁНОВА, В. А. СЕМЁНОВ

МЕТОД АВТОМАТИЧЕСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ БОРЬБЕ СО „СПАМОМ“

Рассматривается метод борьбы с нежелательной корреспонденцией, распространяемой через сеть Интернет. Предлагаемый метод основан на автоматической фильтрации электронных сообщений с использованием байесовской теории.

Ключевые слова: спам, нежелательная электронная корреспонденция, обеспечение информационной безопасности, автоматическая фильтрация, формулы Байеса.

Расширение возможностей использования информационных ресурсов, доступных через сеть Интернет, привело, в частности, к широкому распространению нежелательной и бесполезной корреспонденции — так называемого „спама“. Спам является одной из наиболее острых проблем Интернета. Распространение такой корреспонденции сопряжено не только с потерями сетевых ресурсов, но и с временными затратами, необходимыми пользователю сети для обработки подобной информации. Потери времени на просмотр таких сообщений и, что более важно, затраты средств и ресурсов, необходимых для приобретения и обслуживания программ, фильтрующих почту, наносят ущерб более значительный, чем сетевые вирусы.

Распространение спама, в частности таких его видов, как реклама, антиреклама, так называемые нигерийские письма и фишинг [1], письма религиозного содержания и пр. [2], опасно еще и тем, что зачастую рассылаемые сообщения содержат компьютерные вирусы. Особую опасность представляют вредоносные программы определенного типа (почтовые черви), распространяющиеся с помощью электронной почты. При этом способы распространения спама также весьма разнообразны: это, например, кроме электронной почты, мгновенные и сетевые сообщения или SMS-сообщения.

Самый большой поток спама распространяется через электронную почту. В настоящее время доля вирусов и спама в общем трафике электронной почты составляет по разным оценкам от 70 до 95 %.

Распространители спама копируют электронные адреса с помощью специального робота или вручную, используя Web-страницы, конференции Usenet, списки рассылки, электронные доски объявлений, гостевые книги, чаты или другие способы. При этом рассылка спама обходится его распространителям практически бесплатно, тогда как получателю спама приходится оплачивать своему провайдеру время (или трафик), затраченное на получение непрошеной корреспонденции. Кроме того, массовый характер почтовых рассылок затрудняет работу информационных систем и ресурсов, создавая повышенную нагрузку на каналы.

В такой ситуации, с учетом перечисленных факторов, особую важность приобретает способ создания фильтров, препятствующих распространению нежелательной электронной корреспонденции. Одним из таких способов является автоматическая фильтрация — программное обеспечение (так называемые спам-фильтры), которое не требует вмешательства человека и может быть использовано как на стороне клиента (получателя письма), так и на стороне сервера. Известна также и неавтоматическая фильтрация — используемая пользователем фильтрация по ключевым словам, маскам или регулярным выражениям. Однако данный способ мало применяется, так как требует от пользователя определенных навыков, и не является особенно актуальным вследствие быстрого видоизменения спама, что пользователь зачастую не в состоянии учесть.

Рассмотрим метод автоматической фильтрации спама более подробно. Это программное обеспечение предусматривает два основных подхода [3].

Первый заключается в том, что на основе анализа содержания письма определяется, спам это или нет. Письмо, классифицированное как спам, отделяется от прочей корреспонденции: оно может быть помечено, перемещено в другую папку, удалено. Второй подход заключается в том, чтобы опознать отправителя как распространителя спама, не читая текст письма. Этот подход может быть использован только на сервере, который непосредственно принимает письма.

Проблемой при автоматической фильтрации является возможность ошибочно отметить как спам полезные сообщения. Поэтому многие почтовые сервисы и программы по желанию пользователя могут не стирать те сообщения, которые фильтр счел спамом, а помещать их в отдельную папку.

Существует множество алгоритмов поиска нежелательной корреспонденции во входящем потоке сообщений. Некоторые алгоритмы реализуются в программных средствах, позволяющих фильтровать сообщения удаленно или после копирования на компьютер пользователя. При этом анализируются заголовки сообщений, их содержание и присоединенные файлы. Наиболее эффективным из существующих является алгоритм на основе теоремы Байеса.

В основе метода автоматической фильтрации лежит механизм разбиения входящих писем на условные слова (так называемые „токены“). На основе этих токенов составляется частотный словарь, и к полученным наборам слов применяется теорема Байеса. Далее, архив прежних, вручную отсортированных, сообщений передается программе обучения. Она вычисляет частотные словари для каждого типа сообщений (папки: спам — не-спам): сколько раз определенное слово встречалось в письмах этой папки. Когда словари заполнены, вычисление вероятности принадлежности конкретного нового письма к тому или иному типу (папке) производится по формуле Байеса для каждого слова нового письма. Суммированием и нормализацией вероятностей определения спама в сообщениях получают общую оценку письма. Как правило, вероятность принадлежности сообщения к одному из типов (к папке) намного (на порядки) выше, чем его принадлежность к другому типу. Вот в эту папку (1-ю) сообщение и отправляется.

Степень распознавания спама измеряется по шкале от 0 до 1, причем 1 означает полную уверенность в том, что сообщение является спамом, а 0,5 — отсутствие какой-либо определенной оценки.

Формулы Байеса иногда используются при проверке статистических гипотез. Рассмотрим возможность получения формул Байеса с применением формулы полной вероятности. Требуется найти вероятность P наступления события A_i , если известно, что событие B произошло. Согласно теореме умножения

$$P(A_i B) = P(B)P(A_i | B) = P(A_i)P(B | A_i),$$

следовательно,

$$P(A_i | B) = \frac{P(A_i)P(B | A_i)}{P(B)}. \quad (1)$$

Используя формулу полной вероятности для знаменателя, находим:

$$P(A_i B) = \frac{P(A_i)P(B | A_i)}{\sum_{i=1}^k P(A_i)P(B | A_i)}. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) называются формулами Байеса. Общая схема их использования такова. Пусть событие B может происходить в различных условиях, относительно которых может быть сделано k гипотез A_1, A_2, \dots, A_k . Априорные вероятности этих гипотез есть $P(A_1), P(A_2), \dots, P(A_k)$. Известно также, что при справедливости гипотезы A_i вероятность

осуществления события B равна $P(B|A_i)$. Естественно, после наступления события B следует уточнить оценки вероятностей гипотез.

В прикладной статистике существует направление „байесовская статистика“, которая, в частности, на основе априорного распределения параметров после проведения измерений, наблюдений и т.п. позволяет вычислять их уточненные оценки.

К преимуществам метода автоматической фильтрации с использованием байесовской теории относятся следующие факторы:

- просмотр полного нежелательного сообщения, а не только ключевых слов или известных подписей;
- изучение исходящих сообщений электронной почты (приемлемых для получателя), что позволяет достичь заметного снижения ошибочных результатов;
- непрерывное определение новых нежелательных и новых приемлемых сообщений;
- наличие набора терминов, характерных для каждой конкретной организации, что делает невозможным обход фильтра;
- возможность распознавания нежелательной корреспонденции вне зависимости от языковой принадлежности сообщения.

При всех явных достоинствах данной теории существуют и некоторые недостатки, такие как необходимость переобучения программы, ложные срабатывания и др.

Ложные срабатывания — недостаток любых спам-фильтров. Различают два вида ложных срабатываний: *false positive* — неверное зачисление письма в спам, т.е. собственно ложное срабатывание, и *false negative* — неверное причисление письма к не-спаму, т.е. ложное не-срабатывание. При использовании байесовского фильтра ложное не-срабатывание не является проблемой: достаточно один раз указать фильтру, что сообщение является спамом, и впоследствии подобных писем не будет. Наличие же ложного срабатывания практически сводит на нет эффект борьбы со спамом: приходится просматривать папку „спам“ в поисках возможно ошибочно занесенных туда важных писем. Далее, можно дообучить спам-фильтр посредством ввода команды „это не спам“, и в будущем ложных срабатываний станет меньше.

Использование байесовской теории при создании фильтров, препятствующих распространению спама, позволяет с достаточно большой вероятностью определять принадлежность письма к спаму на основе анализа его заголовка и текста с учетом ранее полученных конкретным пользователем сообщений. Каждый владелец почтового ящика в данном случае „обучает“ программу распознавать заведомо ненужные сообщения и отсеивать их в отдельную папку.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. RAZOR: [Электронный ресурс]: <<http://razor.sourceforge.net>>.
2. Спам — Википедия: [Электронный ресурс]: <<http://ru.wikipedia.org/wiki/Спам>>.
3. [Электронный ресурс]: <<http://www.nsu.ru/mmf/tvims/chernova/tv/lec/node14.html>>.

Сведения об авторах

Мария Александровна Семёнова

— аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра безопасных информационных технологий; E-mail: semeonova-maria@ Rambler.ru

Вениамин Александрович Семёнов

— канд. техн. наук; Главное управление Банка России по Санкт-Петербургу, отдел управления безопасностью и защитой информации, эксперт; E-mail: semenov-veny@yandex.ru

Рекомендована кафедрой
безопасных информационных
технологий СПбГУ ИТМО

Поступила в редакцию
24.03.08 г.

ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 62.50

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

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

На основе зависимости между запасом устойчивости сепаратных однотипных каналов и аргументом матрицы вращения межканальных связей решается задача обеспечения работоспособности динамической системы с квазиоднотипными каналами в параметризованном оценкой степени неоднотипности виде.

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

Постановка задачи. Рассматривается проблема построения автоматических систем с „квазиоднотипными“ каналами, использующих принцип пространственного слежения или следящего измерительного преобразования. Такие системы, как правило, являются двухканальными и характеризуются наличием перекрестных межканальных связей с матрицей типа „матрица вращения“ (МВ), причем аргумент μ МВ является интервальным и представляется в форме $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$, где $\underline{\mu}$, $\bar{\mu}$ — его левое и правое угловое значение соответственно.

Настоящая статья является логическим развитием положений статьи [1], посвященной анализу перекрестных связей в непрерывных динамических системах (ДС) класса „двумерный вход — выход“ (ДВВ) с однотипными каналами. В работе [1] на основе связи запаса устойчивости сепаратного канала с аргументом μ МВ перекрестных несимметричных связей, при котором система типа ДВВ становится неустойчивой, по существу вводится понятие „квализапаса устойчивости по фазе“ сепаратного канала в форме указанного значения аргумента μ .

В дополнение к полученным в работе [1] результатам, в настоящей статье решается задача оценки вариации квазизапаса системы типа ДВВ как функции оценки степени неоднотипности сепаратных каналов такой системы.

Квазиоднотипные каналы. Оценка степени неоднотипности сепаратных каналов. Рассмотрим динамическую систему типа „двумерный вход — выход“, структурная схема которой приведена на рис. 1. Здесь $g_i, \varepsilon_i, y_i, i=1, 2$, — внешнее воздействие, ошибка слежения и выход i -го сепаратного канала соответственно; $[\mu]$ — интервальный аргумент матрицы межканальных связей (матрицы вращения) $T = \text{col}\left\{\begin{bmatrix} \cos[\mu] & \sin[\mu] \\ -\sin[\mu] & \cos[\mu] \end{bmatrix}\right\}$; v_1, v_2 — переменные, образующие двумерный выход матрицы T ; $W_i(s)$ — передаточная

функция прямой цепи i -го, $i=1, 2$, сепаратного канала спроектированной системы, имеющая представление

$$W_i(s) = M_i(s)N_i^{-1}(s), \quad (1)$$

где $M_i(s), N_i(s)$ — полиномы с вещественными коэффициентами степенью m и n ($m < n$) соответственно при $i=1, 2$, образующие при $[\mu] = [0, 0]$ характеристический полином $D_i(s)$ каждого сепаратного канала в замкнутом виде в силу соотношения:

$$D_i(s) = N_i(s) + M_i(s). \quad (2)$$

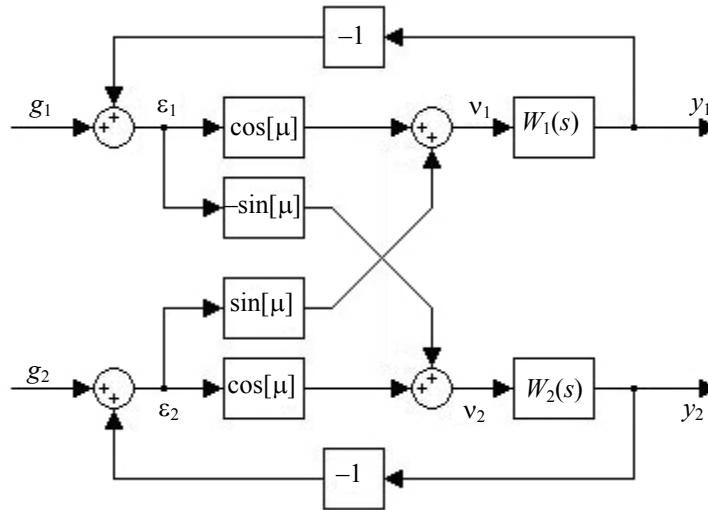


Рис. 1

Утверждение 1. Характеристический полином $D_\Sigma(\lambda, \mu)$ системы типа ДВВ (см. рис. 1), параметризованный аргументом μ МВ межканальных связей, имеет представление

$$D_\Sigma(\lambda, \mu) = D_1(\lambda)D_2(\lambda) - \{M_1(\lambda)N_2(\lambda) + M_2(\lambda)N_1(\lambda)\}(1 - \cos \mu), \quad (3)$$

где $D_1(\lambda), D_2(\lambda)$ — характеристические полиномы сепаратных каналов системы, формируемые в силу соотношения (2).

Доказательство утверждения опирается на прямое применение формулы Мейсона [2] к структурной схеме системы ДВВ (см. рис. 1) с последующим использованием в соотношениях (1) и (2). ■

Введем в рассмотрение определение „квазиоднотипности сепаратных каналов“ системы ДВВ.

Определение 1. Сепаратные каналы называются квазиоднотипными, если передаточные функции $W_i(s)$, $i=1, 2$, их прямых цепей имеют представления

$$W_i(s) = W(s, \omega_{0i}) = \frac{1}{s} \frac{v_n \omega_{0i}^n}{s^{n-1} + \sum_{k=1}^{n-1} v_k \omega_{0i}^k s^{n-1-k}}, \quad (4)$$

где ω_{0i} — характеристическая частота полиномиальной динамической модели (4), принимающая для каждого i свое значение и тем самым определяющая свой набор показателей качества в переходном и установившемся режимах i -го сепаратного канала.

Очевидно, что при $\omega_{0i} = \omega_0$, $i=1, 2$, система ДВВ (см. рис. 1) вырождается в систему с однотипными каналами, характеризующимися передаточной функцией $W_i(s) = W(s, \omega_0)$.

Введем, далее, определение оценки γ степени неоднотипности квазиоднотипных сепаратных каналов.

Определение 2. Будем характеризовать квазиоднотипные сепаратные каналы системы ДВВ с передаточными функциями прямых цепей вида (4) оценкой γ степени их неоднотипности, если эти передаточные функции имеют представление:

$$W_1(s) = W(s, \omega_0) = \frac{1}{s} \frac{v_n \omega_0^n}{s^{n-1} + \sum_{k=1}^{n-1} v_k \omega_0^k s^{n-1-k}} = \frac{v_n \omega_0^n}{s^n + \sum_{k=1}^{n-1} v_k \omega_0^k s^{n-k}}, \quad (5)$$

$$W_2(s) = W(s, \gamma \omega_0) = \frac{1}{s} \frac{v_n (\gamma \omega_0)^n}{s^{n-1} + \sum_{k=1}^{n-1} v_k (\gamma \omega_0)^k s^{n-1-k}} = \frac{v_n (\gamma \omega_0)^n}{s^n + \sum_{k=1}^{n-1} v_k (\gamma \omega_0)^k s^{n-k}}. \quad (6)$$

Очевидно, что при $\gamma=1$ передаточные функции (5) и (6) совпадают, и система ДВВ вырождается в систему с однотипными каналами.

Для дальнейших исследований воспользуемся положениями следующего утверждения.

Утверждение 2. Квазиоднотипные сепаратные каналы системы ДВВ с передаточными функциями прямых цепей вида (4) или (5), (6) обладают одинаковыми запасами устойчивости $\Delta\varphi_i = \Delta\varphi$ при любых реализациях характеристических частот ω_{0i} (или оценки γ степени их неоднотипности).

Доказательство утверждения осуществим, опираясь на представления (4). Введем в рассмотрение комплексные переменные

$$s_i = s/\omega_{0i}, \quad i=1, 2. \quad (7)$$

Если теперь все элементы числителя и знаменателя передаточной функции (4) поделить на $(\omega_{0i})^n$ и воспользоваться уравнением (7), то для передаточных функций (4) получим представления

$$W(s_i) = \frac{1}{s_i} \frac{v_n}{s_i^{n-1} + \sum_{k=1}^{n-1} v_k s_i^{n-1-k}}; \quad i=1, 2.$$

Коэффициенты числителей и знаменателей передаточных функций $W_i(s_i)$, $i=1, 2$, совпадают, а поэтому их запасы устойчивости как по амплитуде, так и по фазе оказываются одинаковыми. ■

Обратимся к некоторым, необходимым при дальнейших исследованиях, результатам работы [1], излагаемым далее в виде системы утверждений.

Утверждение 3. При $\gamma=1$ система ДВВ (см. рис. 1) с помощью процедуры комплексирования векторных переменных $g = \text{col}\{g_i; i=1, 2\}$, $\varepsilon = \text{col}\{\varepsilon_i; i=1, 2\}$, $y = \text{col}\{y_i; i=1, 2\}$ в форме $g^* = g_1 + jg_2$, $\varepsilon^* = \varepsilon_1 + j\varepsilon_2$, $y^* = y_1 + jy_2$ может быть приведена к комплексированному скалярному представлению прямой цепи в виде

$$y^*(s) = W_{\text{ЭКВ}}(s) \varepsilon^*(s)$$

с передаточной функцией прямой цепи

$$W_{\text{ЭКВ}}(s) = e^{-j[\mu]} W(s). \quad (8)$$

Доказательство утверждения приведено в работе [1]. ■

Утверждение 3 делает справедливыми положения утверждения 4.

Утверждение 4. При $\gamma=1$ система ДВВ (см. рис. 1), описываемая передаточной функцией (8) относительно комплексированных скалярных переменных $\varepsilon^*(s)$, $y^*(s)$, оказывается на границе устойчивости, если интервальный аргумент $[\mu]$ матрицы T удовлетворяет условию

$$|[\mu]| = \Delta\varphi,$$

где $\Delta\varphi$ — запас устойчивости по фазе сепаратного канала с передаточной функцией $W(s)$.

Доказательство утверждения опирается на комплексную запись представления (8), получаемую подстановкой $s = j\omega$, которая порождает цепочку равенств

$$W(j\omega) = e^{-j[\mu]} |W(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = e^{-j\{[\mu] - \Delta\varphi(\omega)\}} |W(j\omega)| e^{-j\pi} = -|W(j\omega)| e^{-j\{[\mu] - \Delta\varphi(\omega)\}}. \quad (9)$$

Если в уравнении (9) положить $\omega = \omega_c = \arg\{|W(j\omega)| = 1 \ \& \ \Delta\varphi(\omega) = \Delta\varphi\}$, то оно принимает следующий вид:

$$W_{\text{эКВ}}(j\omega_c) = e^{-j\{[\mu] - \Delta\varphi\}},$$

где ω_c — характеристическая частота сепаратного канала. ■

Примечание 1. Положения утверждения 4 позволяют осуществить деинтервализацию интервального параметра $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$ путем перехода от интервального значения $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$ к сосредоточенному значению μ , определяемому соотношением

$$\mu = \max\{|\underline{\mu}|, |\bar{\mu}|\}. \quad (10)$$

Примечание 2. Положения утверждения 4 сохраняются, если в нем вместо интервального значения $[\mu]$ положить сосредоточенное значение μ , вычисляемое в виде (10).

Примечание 3. Утверждение 4 определяет способ экспериментального (в модельной среде) определения запаса $\Delta\varphi$ устойчивости по фазе произвольной системы типа „одномерный вход — выход“ (ОВВ). Реализация этого способа требует построения модельного прототипа исследуемой системы типа ОВВ. Для этого необходимо объединить две системы ОВВ в соответствии со схемой, представленной на рис. 1, с помощью прямых перекрестных связей, образующих МВ с параметром μ , и фиксации значения μ_φ этого параметра, при котором сформированная система ДВВ оказывается на границе устойчивости. Это значение параметра μ принимается за оценку запаса устойчивости исследуемой системы ОВВ в форме $\Delta\varphi = \mu_\varphi$.

Положениями утверждения 4 и примечания 2 обусловлена постановка задачи максимизации запаса устойчивости по фазе системы ДВВ (см. рис. 1) с тем, чтобы гарантировать ее работоспособность путем обеспечения устойчивости при возможном, неконтролируемом в процессе эксплуатации системы, увеличении зоны интервального параметра $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$, а следовательно, порождаемого им деинтервализованного сосредоточенного параметра μ (10).

Как показали исследования, результаты которых представлены в работе [1], решение этой задачи в рамках модальных представлений стандартных полиномиальных динамических моделей (ПДМ) сепаратных каналов системы ДВВ приводит к необходимости использовать модифицированные биномиальные распределения мод характеристического полинома $D(\lambda) = D(\lambda, \omega_0)$ ПДМ.

В качестве модифицируемой версии распределения мод примем версию биномиального распределения, параметризованную „шагом модификации“ ν и записываемую в виде

$$D(\lambda) = D(\lambda, \omega_0, \nu) = \prod_{i=0}^{n-1} (\lambda + \omega_0 (1 + i\nu)), \quad (11)$$

где λ — корень характеристического полинома.

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

Основной результат. Связь вариации оценки запаса устойчивости сепаратных каналов с вариацией оценки степени их неоднотипности. Решение проблемы перекрестных связей в динамических системах ДВВ с квазиоднотипными каналами, характеризующихся оценкой степени неоднотипности $\gamma \neq 1$, встречает сложности, состоящие в том, что, в отличие от случая $\gamma=1$, при $\gamma \neq 1$ не удастся привести систему ДВВ к комплексированному скалярному представлению.

В этой связи задача может быть решена двумя способами: первый способ, опирающийся на соотношение (3), позволяет решить задачу аналитически на основе использования характеристического полинома агрегированной через матрицу связей системы, параметризованной аргументом μ . Действительно, сосредоточенное значение $\mu = \mu_\varphi = \Delta\varphi$ параметра МВ при произвольном значении γ , которое в соответствии с примечанием 3 оценивается экспериментально, может быть определено соотношением

$$\Delta\varphi = \mu_\varphi = \arg \left\{ D_\Sigma(\lambda, \mu) = 0 : \exists \lambda_l(\mu) : \operatorname{Re}(\lambda_l(\mu)) = 0; l \in \overline{1, 2n} \right\}.$$

Второй способ позволяет решить задачу на основе полученных экспериментальных данных о зависимости запаса устойчивости по фазе $\Delta\varphi$ от величины γ . Этот способ реализуется в соответствии со следующим алгоритмом.

Алгоритм.

1. На основе экспертной оценки разрабатываемой системы ДВВ установить возможные угловые значения интервального представления $[\mu] = [\underline{\mu}, \bar{\mu}]$ параметра МВ перекрестных несимметричных межканальных связей [3].

2. Осуществить деинтервализацию параметра $[\mu]$ в виде (10).

3. Произвести предварительный анализ сепаратных каналов системы ДВВ на предмет оценки их размерности n .

4. В классе ПДМ размерности n с максимизированным в соответствии с соотношением (11) запасом устойчивости по фазе осуществить выбор ПДМ, параметризованной аргументом μ согласно рекомендациям, изложенным в работе [1].

5. Произвести поканальный синтез системы ДВВ в соответствии с требованиями к динамическим показателям сепаратных каналов в переходном и установившемся режимах с использованием ПДМ, выбранной в п. 4.

6. Решить задачу максимизации запасов устойчивости каждого из сепаратных каналов системы ДВВ на основе соотношения (11).

7. Положить в исследуемой системе ДВВ значение $\gamma=1$. Произвести экспериментальную оценку в модельной среде запаса устойчивости по фазе в соответствии с соотношением $\mu = \mu_\varphi = \Delta\varphi$.

8. Задать диапазон изменения значения оценки γ : $0,1 \leq \gamma \leq 10$.

9. Произвести экспериментальную оценку в модельной среде вариаций $\Delta\Delta\varphi$ в функции от оценки γ : $\Delta\Delta\varphi = \mu(\gamma) - \mu_\varphi$.

10. Фиксировать знак вариации $\Delta\varphi = \Delta\varphi(\gamma)$ в возможном диапазоне изменения γ .

11. В соответствии с результатами, полученными при выполнении п. 10, можно внести коррективы в алгоритм [1] поканального синтеза системы ДВВ, гарантирующего требуемые динамические свойства системы и ее работоспособность в заданном диапазоне вариаций параметра $[\mu]$.

В соответствии с приведенным алгоритмом проведено исследование систем ДВВ размерности $n=2, 5$, сепаратные каналы которых построены:

- с распределением мод Баттерворта (РМБ);
- с биномиальным распределением мод Ньютона (БРМН);
- с модифицированным распределением мод Ньютона (МРМН).

Полученные результаты представлены в виде приведенных на рис. 2, а—г графиков, демонстрирующих симметрию зависимости $\Delta\Delta\varphi = \Delta\Delta\varphi(\gamma)$: а — РМБ, б — БРМН, в — МРМН при $\nu=5$, г — МРМН при $\nu=20$. Более того, при $\gamma \in \forall$ величины $\Delta\Delta\varphi(\gamma)$ оказались положительными, что, по-видимому, не потребует изменения алгоритма синтеза, приведенного в работе [1], так как при $\gamma \neq 1$ система характеризуется повышенным запасом устойчивости по фазе.

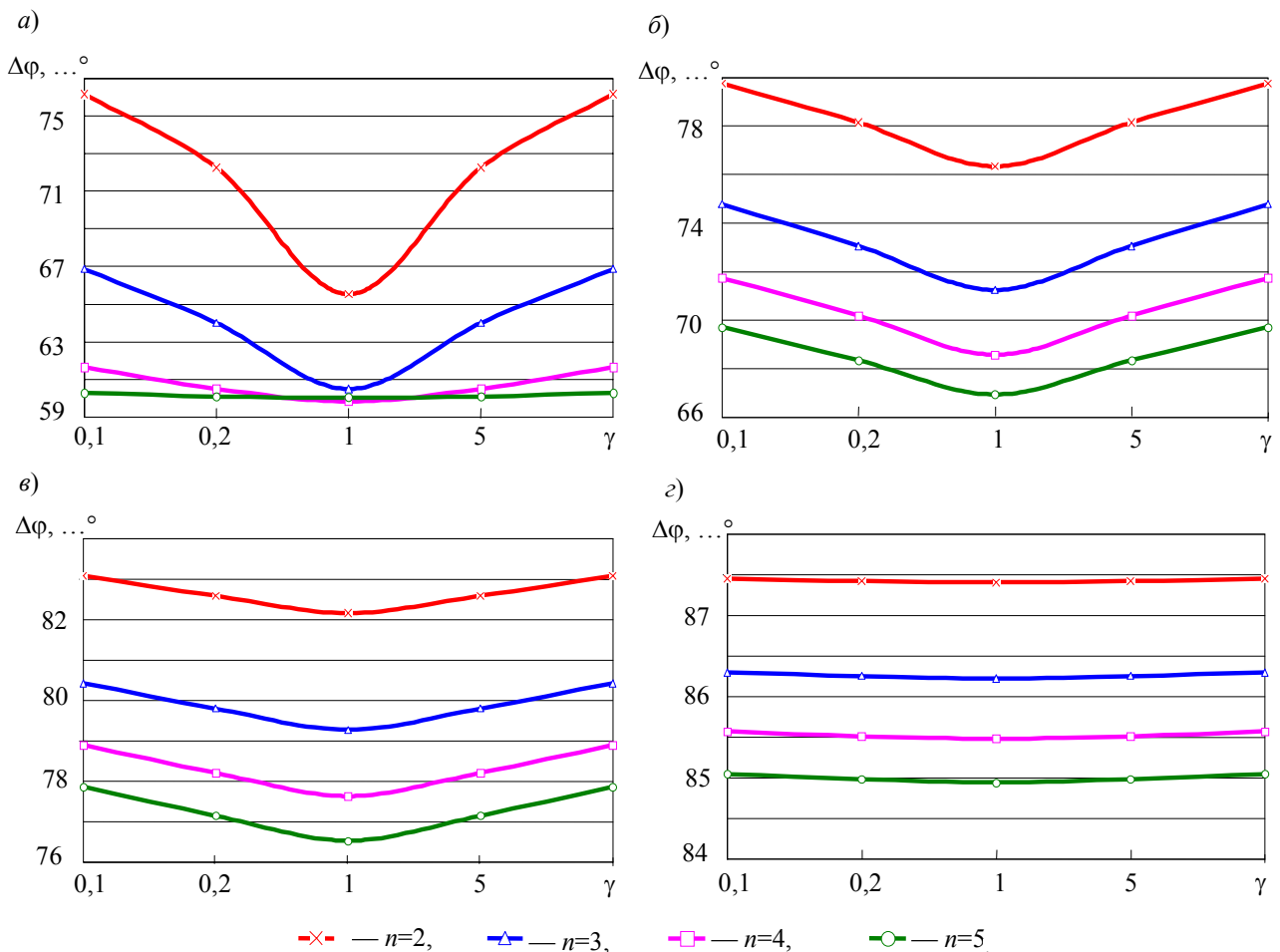


Рис. 2

Результаты компьютерного эксперимента. Для иллюстрации полученных результатов в программе MatLab Simulink проведено исследование двух версий двухканальной динамической системы (см. рис. 1), каналы которой построены с использованием ПДМ третьего порядка с модифицируемым биномиальным распределением для значений $\nu=1$ и $\nu=5$ при $\gamma=5$, и $\omega_0=10 \text{ c}^{-1}$ и $\mu=0, 30$ и 75° .

Графики процессов в пространстве выходов двумерной системы при входном векторном скачкообразном единичном воздействии приведены на рис. 3, а—е.

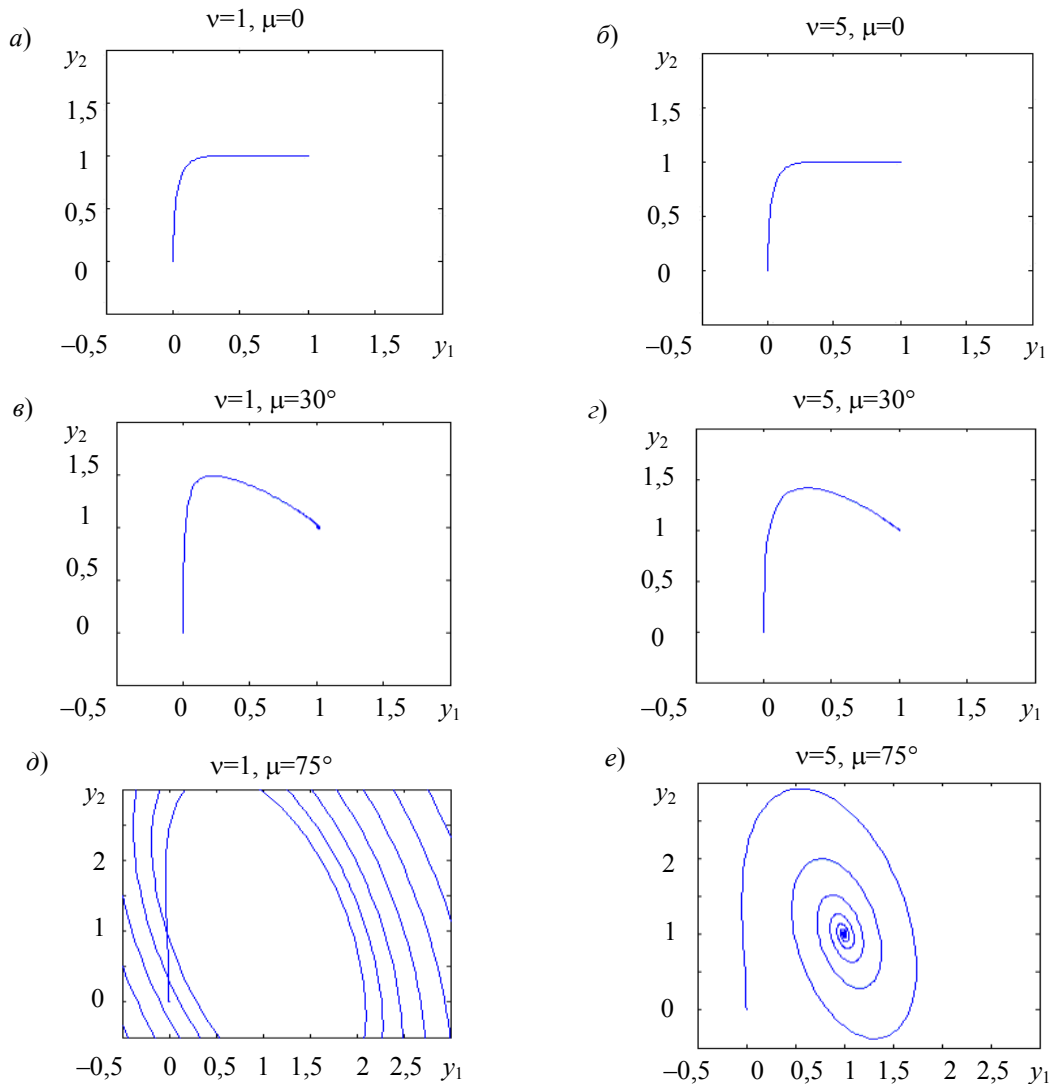


Рис. 3

ПДМ третьего порядка с МРМН при $\nu=1$ обладает запасом устойчивости $\Delta\varphi=73,78^\circ$, а при $\nu=5$ $\Delta\varphi=79,27^\circ$. Как и следовало ожидать, при $\mu=75^\circ$ и $\nu=1$ (см. рис. 3, д) система оказывается неработоспособной, в то время как при $\mu=75^\circ$ и $\nu=5$ (см. рис. 3, е) система остается работоспособной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лихолетов Е. Д., Ушаков А. В., Цветарный А. Ю. Анализ перекрестных связей в динамических системах класса „двумерный вход — выход“ с однотипными каналами // Изв. вузов. Приборостроение. 2009. Т. 52, № 7. С. 35—42.
2. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления: Пер. с англ. М.: Лаборатория базовых знаний, 2004.
3. Дударенко Н. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Математические основы современной теории управления: аппарат метода пространства состояний: Учеб. пособие / Под ред. А. В. Ушакова. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2008.

Сведения об авторах

- Евгений Дмитриевич Лихолетов** — студент; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: bsboris@gmail.com
- Анатолий Владимирович Ушаков** — д-р. техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: ushakov-AVG@yandex.ru
- Артём Юрьевич Цвентарный** — аспирант; Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, кафедра систем управления и информатики; E-mail: Taifyn@nm.ru

Рекомендована кафедрой
систем управления и информатики

Поступила в редакцию
20.02.09 г.

УДК 62-50

А. И. КОРШУНОВ

ПРЕДЕЛЬНАЯ НЕПРЕРЫВНАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМ ПЕРИОДИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ СТРУКТУРЫ

Получено векторно-матричное дифференциальное уравнение предельной непрерывной модели, к которой система с периодическим изменением структуры приближается при неограниченном уменьшении периода. Приведен пример использования полученных уравнений при исследовании импульсного повышающего преобразователя постоянного тока. Путем математического моделирования оценена близость предельной непрерывной модели к реальной системе с переменной структурой.

Ключевые слова: высокочастотное периодическое изменение структуры, предельная непрерывная модель.

Введение. Системы с высокочастотным изменением структуры наибольшее распространение нашли в силовой электронике [1, 2]. Например, импульсные преобразователи напряжения постоянного или переменного тока, инверторы и другие содержащие полупроводниковые ключи устройства, состояние которых изменяется с высокой частотой, периодически изменяют и свою структуру. На этом основан принцип действия таких систем. Так, в простейшем повышающем импульсном преобразователе постоянного тока дроссель в течение части периода коммутации подключается к источнику напряжения и накапливает электромагнитную энергию, а оставшуюся часть периода отдает энергию в нагрузку. Изменяя соотношение между временем накопления и отдачи энергии, можно регулировать напряжение на нагрузке.

Основная идея использования рассматриваемого в настоящей статье частного вида систем с переменной структурой, в отличие от традиционных задач использования переменной структуры в системах автоматического управления [3], заключается в принципе осреднения и сглаживания выходных переменных за счет высокой частоты изменения структуры.

Математическое описание системы. Рассмотрим системы, фазовые траектории которых непрерывны, что характерно для реальных технических устройств.

Состояние системы определяется m -мерным вектором фазовых координат $X^T = [x_1, x_2, \dots, x_m]$, T — знак транспонирования.

Для общности исследуем системы, изменяющие свою структуру q раз в течение периода T . На каждом из q интервалов периода T система описывается своим линейным дифференциальным уравнением в векторно-матричной форме:

$$\frac{dX(t)}{dt} = A_i X + B_i U(\tau); \quad 0 < \tau = t - nT - \tau_1 - \tau_2 - \dots - \tau_{i-1} < \tau_i; \quad i = 1, 2, \dots, q,$$

где A_i — $m \times m$ -квадратная матрица, B_i — $m \times k$ -прямоугольная матрица; $U(\tau) = U(t)$ при $t = nT + \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_{i-1} + \tau$, $T = \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_q$; $U^T(t) = [u_1(t), u_2(t), \dots, u_k(t)]$ — k -мерный вектор внешних воздействий.

Решение векторно-матричного линейного дифференциального уравнения на i -м интервале периода T имеет, как известно, следующий вид:

$$X(\tau) = H_i(\tau)X_{0i} + \int_0^\tau H_i(\tau - \eta)B_i U(\eta)d\eta, \quad 0 < \tau < \tau_i, \quad (1)$$

где $H_i(\tau) = \exp(A_i \tau)$ — матричная экспонента, η — переменная интегрирования.

Начальное значение вектора фазовых координат на i -м интервале периода T изменения структуры согласно принципу непрерывности фазовых координат при ограниченных воздействиях равно его конечному значению на предыдущем $(i-1)$ -м интервале, т.е.

$$X_{0i} = X(nT + \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_{i-1}). \quad (2)$$

Используя выражения (1) и (2), несложно получить разностное уравнение системы, связывающее значения вектора фазовых координат в начале и в конце периода изменения структуры системы, т.е. $X((n+1)T)$ и $X(nT)$. Приведем это уравнение для частного случая $q=3$:

$$\begin{aligned} X((n+1)T) = & H_3(\tau_3)H_2(\tau_2)H_1(\tau_1)X(nT) + H_3(\tau_3)H_2(\tau_2)H_1(\tau_1) \int_0^{\tau_1} H_1(-\eta)B_1 U(nT + \eta)d\eta + \\ & + H_3(\tau_3)H_2(\tau_2) \int_0^{\tau_2} H_2(-\eta)B_2 U(nT + \tau_1 + \eta)d\eta + H_3(\tau_3) \int_0^{\tau_3} H_3(-\eta)B_3 U(nT + \tau_1 + \tau_2 + \eta)d\eta. \end{aligned}$$

Дифференциальное уравнение предельной непрерывной модели. В системах рассматриваемого класса фазовые координаты и, следовательно, выходные сигналы состоят из плавной составляющей и высокочастотных пульсаций, вызванных периодическим изменением структуры. При выборе достаточно высокой частоты (малого периода T) изменения структуры системы амплитуды пульсаций невелики. Очевидно, что при уменьшении периода T амплитуда пульсаций уменьшается, а при $T \rightarrow 0$ на выходе схемы устанавливается постоянное напряжение с малым уровнем пульсаций. Такую систему назовем предельной непрерывной моделью.

Дифференциальные уравнения предельной непрерывной модели можно получить, используя теорию дифференциальных уравнений с разрывной правой частью, развитую в работах А. Ф. Филиппова, (см., например, его монографию „Дифференциальные уравнения с разрывной правой частью“. М.: Наука, 1985). Однако для доступности изложения здесь использован математический аппарат, традиционный для области полупроводниковых преобразователей.

Для получения дифференциального уравнения предельной непрерывной модели необходимо вычислить производную ее фазовых координат:

$$\frac{dX(t)}{dt} = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{X((n+1)T)X - X(nT)}{T} \quad (3)$$

при $\tau_i/T = \gamma_i = \text{const}$, $i=1, 2, \dots, q$, $nT=t=\text{const}$.

Не теряя общности, можно вычислить предел в формуле (3) для $q=3$, а полученный результат распространить на общий случай. С этой целью получено выражение

$$\begin{aligned}
 X(t+T) - X(t) = & [H_3(\gamma_3 T)H_2(\gamma_2 T)H_1(\gamma_1 T) - E]X(nT) + \\
 & + H_3(\gamma_3 T)H_2(\gamma_2 T)H_1(\gamma_1 T) \int_0^{\gamma_1 T} H_1(-\eta)B_1U(\eta)d\eta + H_3(\gamma_3 T)H_2(\gamma_2 T) \times \\
 & \times \int_0^{\gamma_2 T} H_2(-\eta)B_2U(t+\gamma_1 T+\eta)d\eta + H_3(\gamma_3 T) \int_0^{\gamma_3 T} H_3(-\eta)B_3U(t+\gamma_1 T+\gamma_2 T+\eta)d\eta. \quad (4)
 \end{aligned}$$

Для вычисления предела в формуле (3) следует разложить выражение (4) в ряд по степеням T , воспользовавшись абсолютной сходимостью разложения матричной экспоненты в ряд по степеням ее аргумента. Ограничиваясь линейным членом разложения, получаем

$$X(t+T) - X(t) = [\gamma_1 A_1 + \gamma_2 A_2 + \gamma_3 A_3 + (\gamma_1 B_1 + \gamma_2 B_2 + \gamma_3 B_3)U(t)]T + 0(T), \quad (5)$$

здесь $0(T)$ — величина более высокого порядка малости, чем T .

Подстановка полученного разложения (5) в предел в формуле (3) позволяет найти

$$\frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + BU(t), \quad (6)$$

где $A = \gamma_1 A_1 + \gamma_2 A_2 + \gamma_3 A_3$, $B = \gamma_1 B_1 + \gamma_2 B_2 + \gamma_3 B_3$, $\gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 = 1$; $U(t)$ — k -мерный вектор внешних воздействий.

Распространение по очевидной аналогии полученного для $q=3$ результата на произвольное значение q дает в общем случае

$$A = \sum_{i=1}^q \gamma_i A_i, \quad B = \sum_{i=1}^q \gamma_i B_i, \quad \sum_{i=1}^q \gamma_i = 1. \quad (7)$$

Анализ дифференциального уравнения (6) показывает, что при $\gamma_i = \text{const}$, $i=1, 2, \dots, q$, оно оказывается линейным, т.е. при $T \rightarrow 0$ рассматриваемая система приближается к линейной непрерывной стационарной системе.

В технических устройствах для управления системой используют изменение величин γ_i . В этом случае управляющее воздействие оказывается не сигнальным, а параметрическим, поскольку изменяет элементы матриц A и B (7). Таким образом, предельная непрерывная модель рассматриваемой системы с переменной структурой представляет собой непрерывную нестационарную систему. Анализ таких систем, как известно [4], весьма сложная задача.

Пример. Рассмотрим простейший импульсный повышающий преобразователь постоянного тока, расчетная схема которого представлена рис. 1. Ключ $Kл$ в каждом периоде T переключений в течение времени τ находится в положении 1, а оставшуюся часть периода — в положении 2. Таким образом, $q=2$, $\gamma_1 = \tau/T$, $\gamma_2 = 1 - \gamma_1$. Состояние преобразователя определяется двумя фазовыми координатами ($m=2$): током $i=x_1$ через индуктивность L и напряжением $u_n = x_2$ на конденсаторе C . Очевидно, $U(t) = U_1 = \text{const}$, $k = 1$.

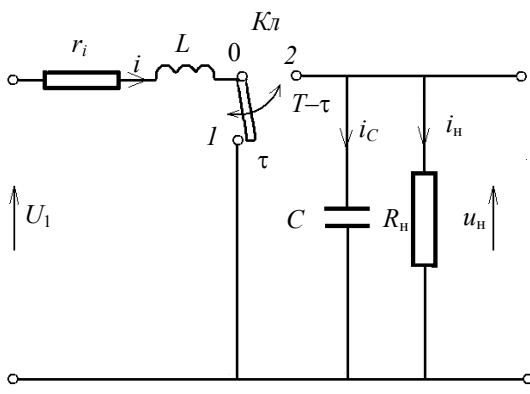


Рис. 1

Записав по законам Кирхгофа системы дифференциальных уравнений для двух положений ключа:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di}{d\xi} &= -ri + U_1, \\ C \frac{du_H}{d\xi} &= -\frac{u_H}{R_H}, \end{aligned} \right\} 0 < \xi < \tau_n,$$

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di}{d\eta} &= -ri - u_H + U_1, \\ C \frac{du_H}{d\eta} &= -\frac{u_H}{R_H} + i, \end{aligned} \right\} 0 < \eta < T - \tau_n,$$

где r и L — сопротивление и индуктивность дросселя, R_H — сопротивление нагрузки, и преобразовав их к векторно-матричной форме Коши, получим

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_H C} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_H C} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Подставив выражения (8) в формулы (7), получим

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1-\gamma}{L} \\ \frac{1-\gamma}{C} & -\frac{1}{R_H C} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Используя выражения (9), векторно-матричное уравнение предельной непрерывной модели можно переписать в виде системы дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} x_1 &= -\frac{r}{L} x_1 - \frac{1-\gamma}{L} x_2 + \frac{U_1}{L}, \\ \frac{d}{dt} x_2 &= \frac{1-\gamma}{C} x_1 - \frac{1}{R_H C} x_2. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Уравнение, соответствующее установившемуся режиму работы преобразователя при $U_1 = \text{const}$, $\gamma = \text{const}$, легко получить, положив в системе (10) $dx_1/dt = 0$, $dx_2/dt = 0$ и решив ее относительно x_1 и x_2 . В результате получаем

$$i_{\text{уст}} = \frac{U_1}{r + (1-\gamma)^2 R_H}, \quad U_2 = u_{H \text{ уст}} = \frac{U_1 (1-\gamma) R_H}{r + (1-\gamma)^2 R_H} = \frac{U_1}{1-\gamma} \frac{R_H}{R_H + r / (1-\gamma)^2}. \quad (11)$$

Согласно выражениям (11) повышающий преобразователь в статике представляет собой управляемый источник напряжения, ЭДС и выходное сопротивление которого зависят от γ по формулам

$$E = U_1 / (1 - \gamma), \quad R_{\text{вых}} = r / (1 - \gamma)^2.$$

Статическая характеристика повышающего преобразователя $U_2 = f(\gamma)$ при $\gamma = \gamma_{\text{max}} = 1 - \sqrt{r / R_H}$ имеет максимум, равный

$$U_{2 \text{ max}} = \frac{U_1}{2} \sqrt{\frac{R_H}{r}}.$$

При $\gamma \rightarrow 1$ согласно второму из выражений (11) $U_2 \rightarrow 0$.

Причина указанных особенностей статической характеристики нагруженного преобразователя заключается в не равном нулю значении активного сопротивления дросселя ($r > 0$), ограничивающем ток дросселя согласно неравенству

$$I \leq I_{\max} = U_1 / r. \quad (12)$$

При малом времени заряда конденсатора C , равном $(1-\gamma)T$ и уменьшающемся с ростом γ , амплитуда тока подпитки должна неограниченно возрастать. Вследствие ограничения (12) это невозможно и вызывает уменьшение выходного напряжения преобразователя при увеличении γ более γ_{\max} .

При работе повышающего преобразователя в замкнутой системе стабилизации или регулирования выходного напряжения необходимо ограничивать величину γ , чтобы не превышать γ_{\max} , так как в противном случае увеличение γ более γ_{\max} приведет к уменьшению выходного напряжения до нуля.

Оценка точности предельной непрерывной модели. Предельная непрерывная модель системы с периодическим изменением структуры тем точнее описывает ее свойства, чем меньше период. Аналитическое исследование точности модели представляет собой сложную математическую задачу, возможно не особо важную для практики, поскольку в каждом конкретном случае точность можно оценить путем математического моделирования.

В качестве примера приведем результат исследования повышающего импульсного преобразователя 100/200 В при следующих его параметрах: $L=6,914 \cdot 10^{-3}$ Гн, $r=0,2$ Ом, $R_H=40$ Ом, $C=14 \cdot 10^{-6}$ Ф, $T=2 \cdot 10^{-5}$ с (50 кГц).

Значение γ , обеспечивающее требуемое значение выходного напряжения $U_2=200$ В при $U_1=100$ В на возрастающей ветви статической характеристики, определяется решением уравнений (11):

$$\gamma = 1 - \frac{1}{2} \frac{U_1}{U_2} - \sqrt{\left(\frac{1}{2} \frac{U_1}{U_2}\right)^2 - r / R_H} = 0,5112.$$

В качестве „пробного“ воздействия на повышающий преобразователь выберем изменение γ по закону

$$\gamma(t) = \gamma_0 + \Delta\gamma \sin(2\pi ft),$$

где $\Delta\gamma=0,025 \ll \gamma_0=0,5112$, $f=100$ Гц, что позволит наблюдать процесс установления выходного напряжения $U_2=200$ В.

На рис. 2 представлена осциллограмма выходных напряжений преобразователя $u_H(t)$ и его предельной непрерывной модели $u_H(t)'$, полученная с помощью программы MatLab 6.5 Simulink, SimPowerSystems. Анализ рисунка показывает, что выходной сигнал предельной непрерывной модели практически является „средней линией“ выходного сигнала модели реального преобразователя, содержащего пульсации выходного напряжения. Следовательно, предельная непрерывная модель преобразователя с достаточной точностью описывает поведение полезной составляющей выходного напряжения реального преобразователя. Динамические свойства преобразователя, весьма важные при его работе в замкнутой системе, можно оценить по отработке им гармонической составляющей входного сигнала, показанной на рис. 2 в увеличенном масштабе.

Таким образом, при достаточно малом периоде систему с периодическим изменением структуры можно рассматривать как непрерывную.

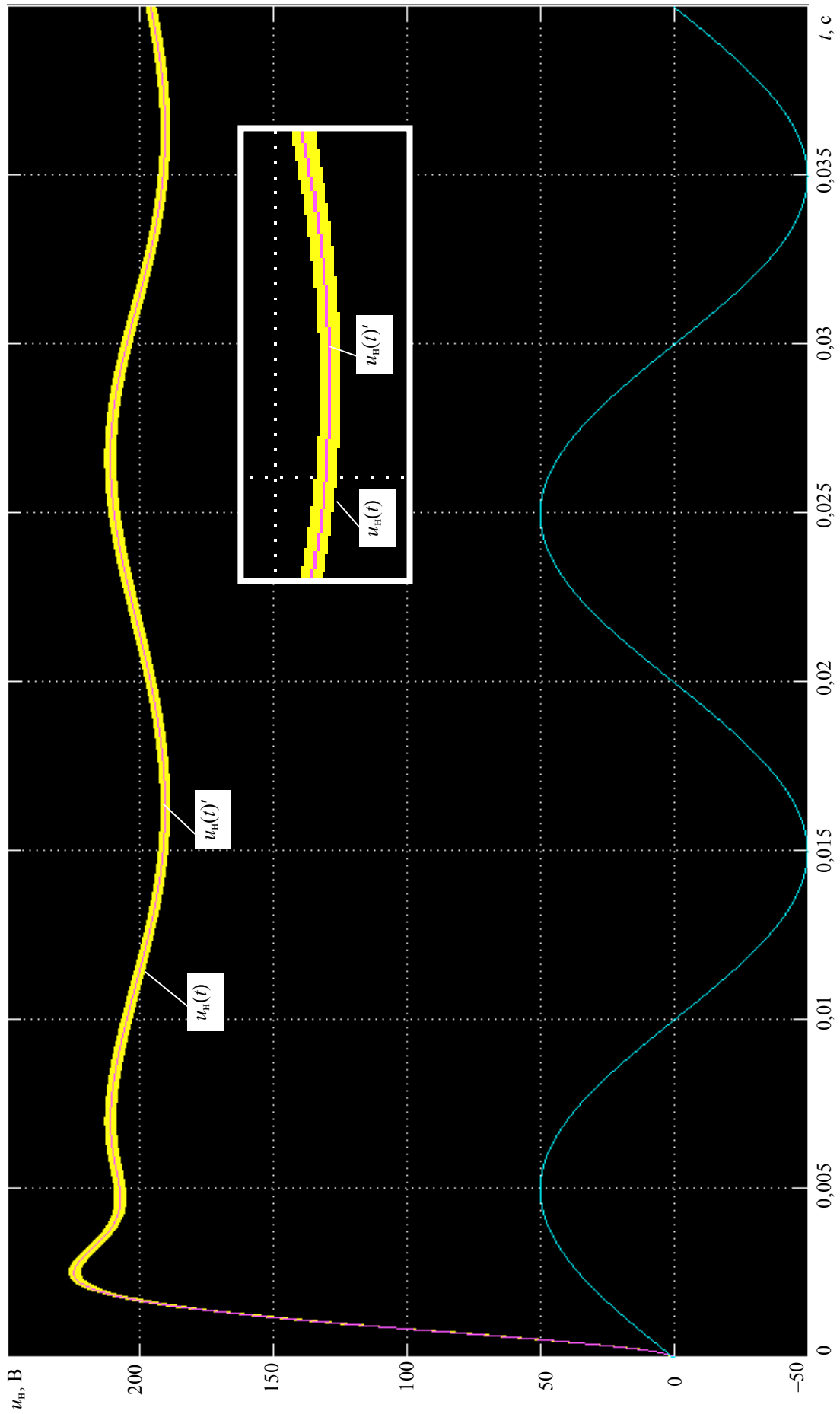


Рис. 2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелешин В. Н. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 628 с.
2. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. Новосибирск: НГТУ, 2004. 607 с.
3. Емельянов С. В., Уткин В. И., Таран В. А. и др. Теория систем с переменной структурой. М.: Наука, 1970. 592 с.
4. Солодов А. В., Петров Ф. С. Линейные автоматические системы с переменными параметрами. М.: Наука, 1971. 620 с.

Сведения об авторе

Анатолий Иванович Коршунов — д-р техн. наук, профессор; Военно-морской институт радиоэлектроники им. А. С. Попова, кафедра микрорадиоэлектроники, Санкт-Петербург; зав. кафедрой; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

Рекомендована кафедрой
микрорадиоэлектроники

Поступила в редакцию
09.06.09 г.

ЭЛЕКТРОННЫЕ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.396:681.323

С. И. ЗИАТДИНОВ

АЛГОРИТМ ДИСКРЕТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ СГЛАЖИВАНИЕМ ОТСЧЕТОВ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Рассматривается алгоритм дискретной фильтрации с формированием промежуточных сумм отсчетов входного сигнала. Показано, что предложенный алгоритм фильтрации по статистическим характеристикам практически не уступает известным алгоритмам и обладает значительно большей вычислительной эффективностью.

Ключевые слова: дискретный сигнал, промежуточное суммирование, дискретная фильтрация, отношение сигнал/шум.

При реализации дискретных (цифровых) фильтров необходимо выполнять большое количество математических операций сложения и умножения, что требует значительных либо аппаратных, либо временных затрат. Предметом исследования в настоящей статье является создание алгоритма дискретной фильтрации с небольшим в единицу времени количеством операций сложения и умножения, который, однако, по своим характеристикам практически не уступает известным алгоритмам.

Суть предлагаемого алгоритма дискретной фильтрации заключается в следующем. Пусть на вход устройства фильтрации поступает с периодом T непрерывная последовательность отсчетов входного сигнала $x[n]$. С помощью сумматора осуществляется текущее суммирование m отсчетов входного сигнала $x[n]$, $x[n-1]$, ..., $x[n-(m-1)]$ и формируются промежуточные суммы

$$x_{\Sigma}[n] = \sum_{i=0}^{m-1} x[nL-i], \quad (1)$$

где $L=m+k$; $k=0,1,2, \dots$

Полученные промежуточные суммы отсчетов сигналов (1) далее поступают в дискретный фильтр (ДФ). На рис. 1 приведена схема рассматриваемого устройства дискретной фильтрации, в котором электронный ключ (Кл) с периодом $T_{\Sigma} = LT$ подает промежуточные суммы в ДФ.

Проведем исследование характеристик данного устройства фильтрации. В качестве аналога рассматриваемому устройству возьмем непрерывный фильтр нижних частот (ФНЧ) первого порядка с частотной передаточной функцией

$$W(p) = \frac{K}{1 + pT_\phi}, \quad (2)$$

где K , T_ϕ — коэффициент передачи и постоянная времени фильтра соответственно; $p = j\omega$.

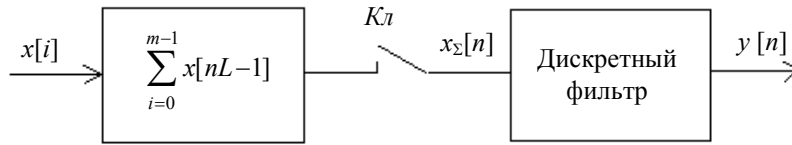


Рис. 1

Данной передаточной функции соответствует разностное уравнение [см. лит.]

$$y[n] = ax_\Sigma[n] + ax_\Sigma[n-1] - by[n-1], \quad (3)$$

в котором весовые коэффициенты определяются как

$$a = \frac{T_\Sigma}{T_\Sigma + 2T_\phi}, \quad b = \frac{T_\Sigma - 2T_\phi}{T_\Sigma + 2T_\phi}.$$

С помощью соотношения (1) разностное уравнение (3) записывается следующим образом:

$$y[n] = a \sum_{i=0}^{m-1} x[nL-i] + a \sum_{i=0}^{m-1} x[nL-i-1] - by[n-1].$$

Нетрудно показать, что данному разностному уравнению соответствует амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) [см. лит.]

$$\Phi(\omega) = K \sqrt{\frac{2a^2 \left[\left(\sum_{i=0}^{m-1} \cos i\omega T \right)^2 + \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sin i\omega T \right)^2 \right] (1 + \cos \omega LT)}{1 + 2b \cos \omega LT + b^2}}.$$

Нормированные АЧХ $\Phi(f)$ при $T_\phi/T = 100$, $T_\phi = 0,01$ с, $L = m$ для различного числа суммируемых отсчетов m показаны на рис. 2. Здесь же приведена АЧХ $W(f)$ непрерывного ФНЧ. Представленные графики показывают, что во всех случаях в полосе прозрачности (уровень -6 дБ) АЧХ фильтров практически совпадают.

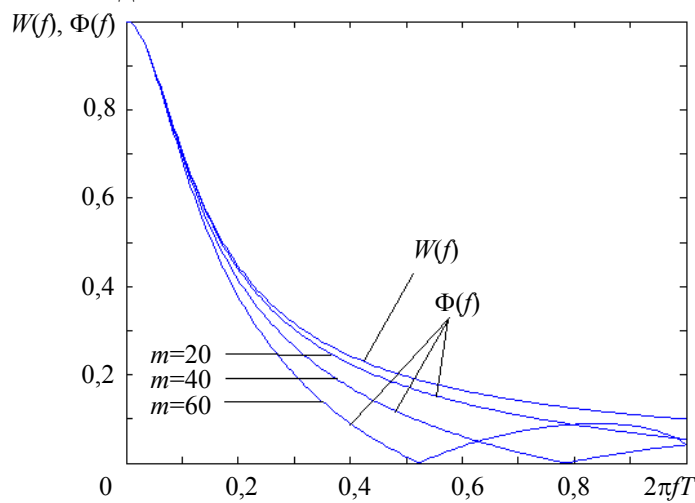


Рис. 2

Для нахождения статистических характеристик выходного сигнала фильтра необходимо знать его импульсную характеристику, которая для непрерывного фильтра определяется соотношением

$$G(t) = \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} W(p)e^{pt} dp = \sum \text{res}, \quad (4)$$

где $\sum \text{res}$ — сумма вычетов в подынтегральной функции выражения (4), $c = \text{const}$.

Представим подынтегральную функцию в виде отношения двух функций:

$$W(p)e^{pt} = P(p)/Q(p).$$

Из формулы (2) следует, что для ФНЧ первого порядка функция $P(p)/Q(p)$ имеет один вещественный полюс $p_1 = -1/T_\Phi$. При этом вычет функции $P(p)/Q(p)$ определяется формулой

$$\text{res} = \frac{P(p)}{\left[\frac{dQ(p)}{dp} \right]} = \frac{Ke^{pt}}{T_\Phi}.$$

Тогда в точке $p = p_1$ получим следующее выражение для импульсной характеристики непрерывного ФНЧ первого порядка:

$$G(t) = Ke^{-t/T_\Phi} / T_\Phi. \quad (5)$$

Будем считать, что на входе рассматриваемого устройства действует непрерывная последовательность отсчетов аддитивной совокупности полезного сигнала и помехи. Причем отсчеты полезного сигнала имеют одинаковый уровень U_c , а отсчеты помехи не коррелированы и имеют нулевое математическое ожидание и среднеквадратическое значение σ_x .

При этом дисперсия помехи на выходе сумматора будет определяться выражением

$$\sigma_\Sigma^2 = m\sigma_x^2.$$

С учетом соотношения (5) дисперсия помехи на выходе ДФ с точностью до постоянного множителя равна

$$\sigma_\Phi^2 = \sum_{i=0}^{\infty} \sigma_\Sigma^2 G^2(t_i), \quad (6)$$

где $G(t_i)$ — значения импульсной характеристики в моменты времени $t_i = iTL$.

При этом мощность полезного сигнала на выходе ДФ определяется соотношением

$$P_c = \left[\sum_{i=0}^{\infty} mU_c G(t_i) \right]^2. \quad (7)$$

В результате отношение сигнал/шум на выходе ДФ можно записать в следующем виде:

$$\frac{P_c}{\sigma_\Phi^2} = \frac{\left[\sum_{i=0}^{\infty} mU_c G(t_i) \right]^2}{\sum_{i=0}^{\infty} \sigma_\Sigma^2 G^2(t_i)}. \quad (8)$$

Для ДФ нижних частот без формирования промежуточных сумм отсчетов входного сигнала дисперсия помехи, мощность полезного сигнала, а также отношение сигнал/шум определяются из выражений

$$(\sigma_{\Phi}^*)^2 = \sum_{i=0}^{\infty} \sigma_x^2 G^2(t_i^*); \quad P_c^* = \left[\sum_{i=0}^{\infty} U_c G(t_i^*) \right]^2; \quad \frac{P_c^*}{(\sigma_{\Phi}^*)^2} = \frac{\left[\sum_{i=0}^{\infty} U_c G(t_i^*) \right]^2}{\sum_{i=0}^{\infty} \sigma_x^2 G^2(t_i^*)}, \quad (9)$$

где $t_i^* = iT$.

В реальных условиях постоянная времени фильтра T_{Φ} намного больше периода $T_{\Sigma} = LT$ поступления промежуточных сумм в ДФ. Тогда в соотношениях (6)—(9) можно без существенной погрешности перейти от сумм к интегралам:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Phi}^2 &= \frac{m\sigma_x^2}{LT} \int_0^{\infty} G^2(t) dt; \quad P_c = \frac{m^2 U_c^2}{(LT)^2} \left[\int_0^{\infty} G(t) dt \right]^2; \\ (\sigma_{\Phi}^*)^2 &= \frac{\sigma_x^2}{T} \int_0^{\infty} G^2(t) dt; \quad P_c^* = \frac{U_c^2}{T^2} \left[\int_0^{\infty} G(t) dt \right]^2. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Полученные выражения (10) позволяют определить преимущество в отношении сигнал/шум алгоритма фильтрации без промежуточного сглаживания перед предлагаемым алгоритмом:

$$q = \frac{P_c^*/(\sigma_{\Phi}^*)^2}{P_c/\sigma_{\Phi}^2} = \frac{L}{m}. \quad (11)$$

При этом количество суммируемых отсчетов входного сигнала m может принимать значения в диапазоне от 1 до L .

Из формулы (11) следует, что при $m=L$ предлагаемый алгоритм дискретной фильтрации по статистическим характеристикам практически не уступает алгоритму без промежуточного сглаживания.

Если принять период поступления отсчетов входного сигнала равным $T=100$ мкс, количество суммируемых импульсов $m=100$ и $L=m$, то при реализации дискретного фильтра без промежуточного сглаживания за 1 с необходимо выполнить 30 000 операций суммирования и 30 000 операций умножения. При реализации же предлагаемого алгоритма дискретной фильтрации с промежуточным сглаживанием за 1 с достаточно выполнить 30 000 операций суммирования и всего 300 операций умножения без заметной потери качества фильтрации.

Полученные математические соотношения носят общий характер и будут справедливы для сглаживающих фильтров с практически любой импульсной характеристикой.

ЛИТЕРАТУРА

Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Сведения об авторе

Сергей Ильич Зиятдинов — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; E-mail: kaf.53@GUAP.ru

Рекомендована кафедрой
информационно-сетевых технологий

Поступила в редакцию
02.07.08 г.

В. А. Чулков

УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ФАЗОВОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ

Рассмотрены принципы построения цифровых систем фазовой синхронизации с интерполяцией тактового периода, которая осуществляется путем исполнения местного генератора по кольцевой мультифазной схеме, а также применения элементов фазовой интерполяции. Приведены примеры схем управляемого элемента задержки — каскада кольцевого генератора — и элемента фазовой интерполяции. Описаны структуры интерполирующих устройств фазовой синхронизации с релейной и пилообразной дискриминационными характеристиками схемы фазового сравнения.

Ключевые слова: *кольцевой генератор, частота импульсов, элемент задержки, фазовая интерполяция, система автоподстройки задержки, система фазовой синхронизации.*

Цифровые системы фазовой синхронизации (ФС) широко применяются в устройствах передачи и хранения информации благодаря стабильности характеристик, простоте перестройки структуры и параметров, например, при ускоренном достижении синхронизма без ухудшения свойств в режиме слежения [1]. В то же время разрешение цифровых систем по фазе обычно ограничено периодом тактового генератора. Так, при синхронизации высокоскоростной передачи данных, устранении нарушения синхронизации в микропроцессорных системах, измерении временных и фазовых отношений точность традиционных цифровых систем оказывается недостаточной. Достичь в этих условиях разрешающей способности аналоговых систем при сохранении достоинств цифрового управления позволяет способ фазовой интерполяции.

Интерполяция как процедура создания точек отсчета сигналов внутри тактового периода осуществляется с помощью мультифазного кольцевого генератора (МФГ) импульсов и специальных элементов фазовой интерполяции (ФИ). При этом обычно имеется в виду равномерная интерполяция, когда опорный период разделяется на множество равных субквантов времени.

Интегральный МФГ в виде замкнутой цепи элементов задержки (цифровой линии задержки — ЦЛЗ) с общей инверсной обратной связью вследствие высокой чувствительности к изменению температуры и питающего напряжения требует стабилизации частоты. С этой целью элементы задержки в ЦЛЗ снабжаются средствами электронного регулирования, а подстройка к опорной частоте f_0 выполняется либо по схеме PLL (Phase Lock Loop — система фазовой синхронизации), либо по схеме DLL (Delay Lock Loop — система автоподстройки задержки) [2, 3] (рис. 1, а, б соответственно). Обратная связь в этих схемах осуществляется, как правило, посредством широтно-импульсного фазового компаратора (ФК), блока накачки заряда (БНЗ) и фильтра низких частот (ФНЧ).

По технологии КМОП элементы задержки могут выполняться в однофазном или дифференциальном варианте [4], время задержки регулируется путем изменения рабочих токов, которыми перезаряжаются внутренние емкости схемы или емкости ее нагрузки. Диапазон перестройки элементов задержки должен перекрывать октаву, чтобы компенсировать технологический разброс параметров элементов, изменение температуры и нестабильность питающего напряжения. Дифференциальные элементы предпочтительны с точки зрения обеспечения минимума задержки и числа одновременно доступных фаз МФГ, однако проигрывают

однофазным элементам по величине размаха генерируемых импульсов, — для их сопряжения с цифровыми схемами требуются дополнительные каскады.

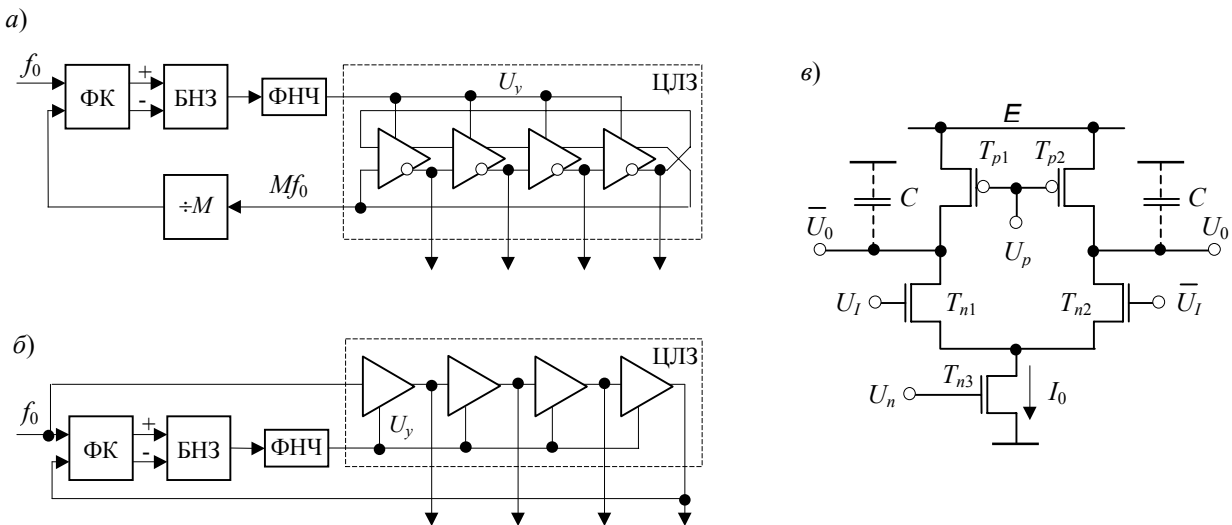


Рис. 1

На рис. 1, в показан пример схемы дифференциального элемента задержки. В этой схеме для поддержания неизменного размаха выходных импульсов в качестве стоковой нагрузки применены p -канальные транзисторы в триодном включении. Время задержки такой схемы зависит от рабочего тока I_0 , задаваемого управляющим напряжением U_n , и в первом приближении оценивается как

$$t_D \approx \frac{C \Delta U_0}{I_0},$$

где C — емкость нагрузки каждого выхода, ΔU_0 — размах выходного напряжения.

При полном переключении аналогичного буфера задержки, подключенного к выходам данного элемента, необходимо, чтобы величина ΔU_0 составляла не менее $\sqrt{2}(U_{3-н} - U_{п})$, где $U_{п}$ — пороговое напряжение n -канального транзистора, $U_{3-н}$ — напряжение между его затвором и истоком.

Элементы ФИ служат для увеличения числа фаз МФГ, принцип их действия основан на взвешенном суммировании двух опорных колебаний с перекрывающимися во времени фронтами. В результате сложения формируется третье колебание со средней относительно опорных колебаний фазой. На рис. 2, а показана схема дифференциального элемента ФИ, в котором суммируются токи источников, коммутируемых опорными импульсами X и Y .

Опорные импульсы X и Y , проходя через буферные каскады задержки, смещаются по оси времени на t_D (выходы X_D, Y_D). Интерполирующий сигнал Z_D образуется на выходе каскада ФИ, его фронты располагаются между фронтами опорных сигналов в соответствии с коэффициентом интерполяции a , отражающим распределение тока смещения I_0 между плечами каскада ФИ. В момент поступления сигнала X включается источник тока I_0 в буфере X и одновременно ток aI_0 в двояном буфере Z . Через интервал времени Δt поступает сигнал Y , в результате включается источник тока I_0 в буфере Y и ток $(1-a)I_0$ в буфере Z . В итоге заряд емкости нагрузки в буфере Z вначале в течение времени Δt осуществляется током aI_0 , а затем током I_0 . Коэффициент интерполяции может быть фиксированным или же регулиро-

ваться аналоговым либо цифровым способом, если $a=1/2$, то импульс Z_D расположен между импульсами X_D и Y_D . Каскадирование элементов ФИ позволяет с каждым каскадом удваивать число рабочих фаз. В схеме блока ФИ (рис. 2, б) балластные элементы, не несущие функциональной нагрузки, но необходимые для задержки опорных импульсов с целью выравнивания интерполирующей шкалы, выделены серым фоном.

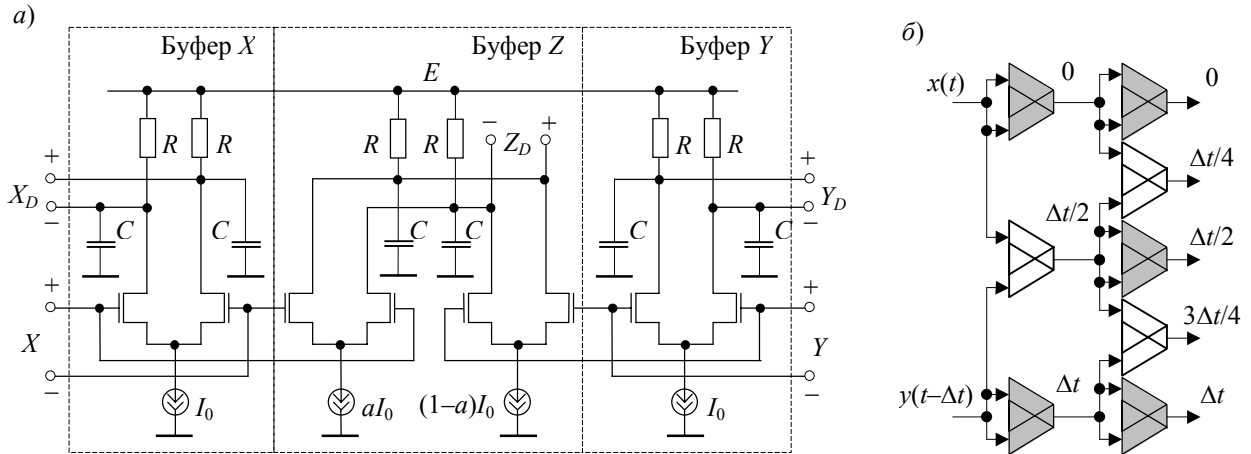


Рис. 2

Принцип действия интерполирующих систем фазовой сигнализации основан на управляемой селекции выхода МФГ, импульс которого в текущем такте служит выходным импульсом Y системы в соответствии с результатом его фазового сравнения с входным импульсом X . Структура контроллера, управляющего процессом селекции и выполняющего функции ФК и цифрового фильтра, зависит от решаемой задачи [5]. На рис. 3 представлены некоторые схемы ФС, отличающиеся формой дискриминационной характеристики и шагом квантования фазы. Все они способны работать с нерегулярными входными сигналами и, следовательно, могут быть использованы для восстановления синхронизации в приемниках.

В простейшем исполнении система имеет дискриминационную характеристику фазового сравнения релейного типа и ограниченную полосу захвата ввиду того, что выходная фаза корректируется в очередном такте не более, чем на $2\pi/N$ (N — число фаз МФГ). Функции контроллера в варианте подобной схемы (см. рис. 3, а) возложены на реверсивный распределитель импульсов на основе регистра сдвига (RG) с обратной связью через вентиль ИЛИ-НЕ [6]. Выходной вентиль исключает ИЛИ служит управляемым инвертором, с помощью которого перекрывается полный диапазон $0..2\pi$ регулирования фазы Y (за счет этого разрядность МФГ и цифровых узлов сокращается вдвое). Логический блок задает режим управляемого инвертора, реагируя на направление перемещения „1“ в распределителе импульсов из крайних разрядов регистра. С каждым входным импульсом X происходит перемещение „1“ по распределителю, направление перемещения и соответственно направление коррекции фазы Y зависят от фазового отношения между импульсами X и Y . Таким образом, система осуществляет фазовую автоподстройку импульса Y без воздействия на частоту МФГ, что отличает ее от традиционной системы фазовой автоподстройки частоты. Если частота входных сигналов равна частоте МФГ, то состояние синхронизма достигается в наихудшем случае за N периодов регулирования, в остальных случаях выходному импульсу Y и в режиме синхронизма приходится „догонять“ постоянно смещающийся по фазе входной сигнал. Автоподстройка возможна, если относительная расстройка частоты МФГ не превышает значения $\delta=1/2N$, при этом время

установления синхронизма $t_{уст} = N/f_0(1-2N\delta)$, где $f_0 = 1/2Nt_D$ — частота МФГ, t_D — задержка каждого его каскада. Погрешность синхронизации системы равна $\pm t_D$ или в фазовом исчислении $\Delta\varphi = \pm \pi/N$.

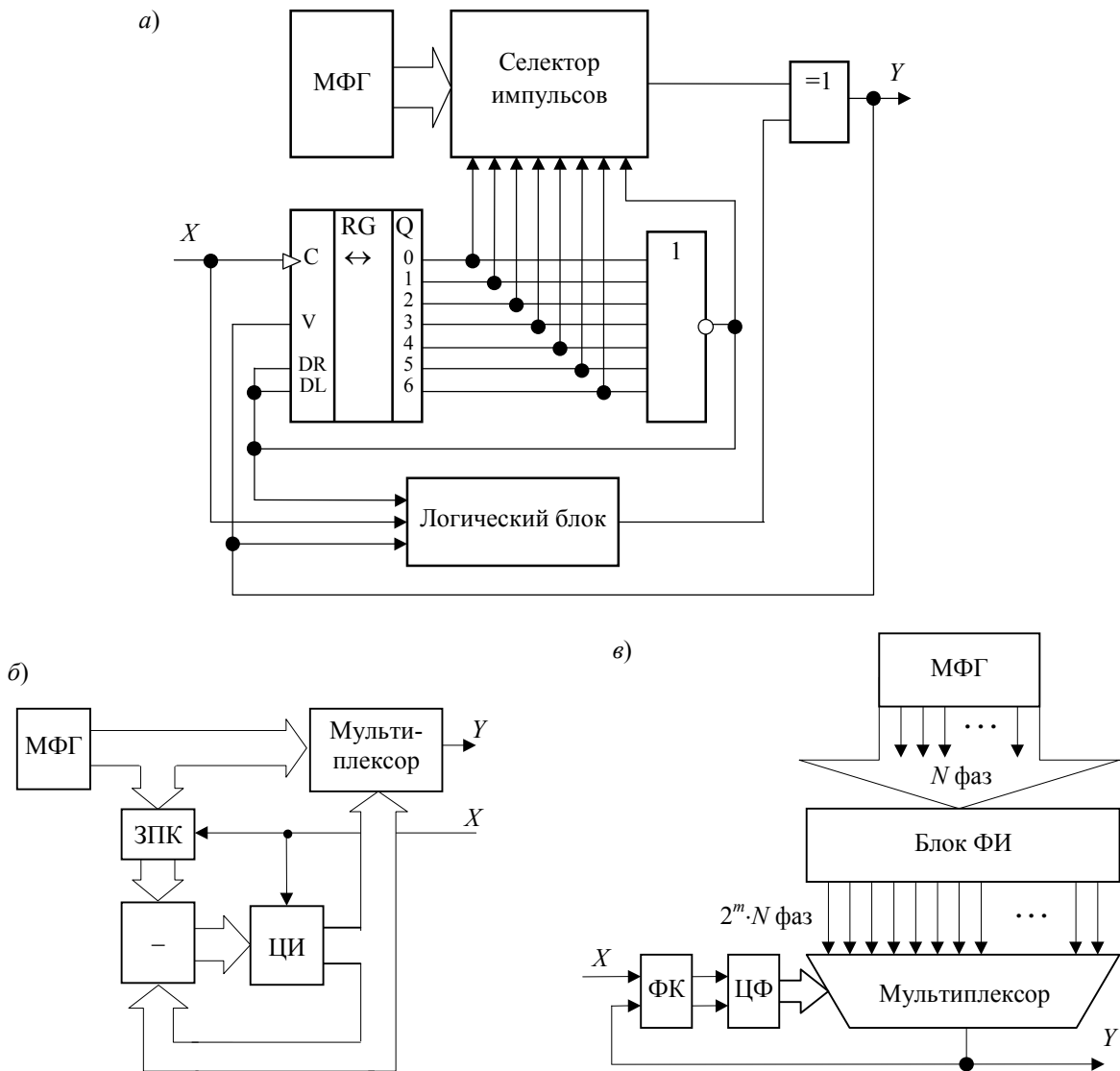


Рис. 3

Устранить несоответствие между точностью, требующей увеличения числа фаз МФГ, и шириной полосы синхронизации интерполирующей системы ФС удастся заменой релейной формы характеристики фазового сравнения пилообразной [7]. В такой системе (см. рис. 3, б) фазовое сравнение выполняется путем вычитания цифровых кодов фазы сигналов X и Y , которые отсчитываются по субшкале МФГ. Отсчет фазы импульса X производится в момент его поступления запоминающим преобразователем кода (ЗПК), цифровой код фазы Y постоянно присутствует на выходе цифрового интегратора (ЦИ), определяющего адрес мультиплексора и выполняющего функции фильтра системы.

При таком подходе к фазовому сравнению количество выходов МФГ можно было бы неограниченно увеличивать без ущерба для характеристик установления синхронизации. Однако ввиду конечной задержки каскада МФГ это может привести к снижению его частоты. Поэтому чтобы повысить точность, необходимо уменьшить шаг дискретизации времени до значений, меньших времени задержки элемента, что возможно лишь при использовании эле-

ментов фазовой интерполяции. В устройстве ФС, структура которого показана на рис. 3, в, для этого применяется m -каскадный блок ФИ, умножающий число фаз генератора в 2^m раз.

Важно отметить, что, в отличие от задач измерительного преобразования интервалов времени, в задаче синхронизации к интерполяции не предъявляется требование линейности, требование же монотонности регулировочной характеристики выполняется естественным образом. Уменьшая путем интерполяции шаг квантования фазы, можно повышать точность синхронизации вплоть до некоторого предела, обусловленного шумовыми факторами, проявляющимися как джиттер выходных импульсов блока ФИ. Таким образом, интерполяция принципиально позволяет сочетать точность аналоговых систем со стабильностью и расширенными функциональными возможностями цифровых систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цифровые системы фазовой синхронизации / М. И. Жодзишский, С. Ю. Сила-Новицкий, В. А. Прасолов и др.; Под ред. М. И. Жодзишского. М.: Сов. радио, 1980.
2. Boerstler D.W. A low-jitter PLL clock generator for microprocessors with lock range of 340-612 MHz // IEEE J. of Solid-State Circuits. 1999. Vol. 34, Apr. P. 513.
3. Kim C., Hwang I.-C., Kang S.-M. A low-power small-area ± 7.28 -ps-jitter 1-GHz DLL-based clock generator // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2002. Vol. 33, N 11. P. 1414—1420.
4. Maharaptra N. R., Tareen A., Garimella S. V. Comparison and analysis of delay elements // Pros. IEEE Computer Society Annual Workshop on VLSI (WVLSI 2000), Orlando, FL, Apr. 27—28, 2000. P. 81—86.
5. Чулков В. А. Генераторы импульсов с фазовым субквантованием // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47, № 8. С. 28—34.
6. Пат. 2267221 РФ. Цифровое устройство фазовой синхронизации / В. А. Чулков.
7. Пат. 2119717 РФ. Устройство фазовой синхронизации / В. А. Чулков.

Сведения об авторе

Валерий Александрович Чулков

— канд. техн. наук, доцент; Пензенская государственная технологическая академия, кафедра вычислительных машин и систем, профессор; E-mail: chu@pgta.ac.ru

Рекомендована кафедрой
вычислительных машин и систем

Поступила в редакцию
13.05.09 г.

А. А. ТИТОВ

ЗАЩИТА ПОЛОСОВЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ОТ ПЕРЕГРУЗОК И МОДУЛЯЦИЯ АМПЛИТУДЫ МОЩНЫХ СИГНАЛОВ

Показано, что биполярный транзистор представляет собой управляемый ограничитель мощных сигналов с диапазоном около 40 дБ. Рассмотрены возможности его использования для построения устройств защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок, а также модуляторов амплитуды мощных сигналов.

Ключевые слова: биполярный транзистор, модулятор, полосовой усилитель мощности, полоса пропускания.

Амплитуды модулирующих сигналов, подаваемых на входные цепи полосовых усилителей мощности, могут изменяться в широком динамическом диапазоне [1, 2]. Это требует применения специальных схем ограничения уровня сигнала. Для решения этой задачи предложено использовать биполярный транзистор [3].

На рис. 1 приведена принципиальная схема полосового усилителя мощности с коэффициентом усиления 20 дБ, максимальным уровнем выходной мощности 30 Вт и полосой пропускания 425...435 МГц. В усилителе функцию элемента управления амплитудой и одновременно функцию самоуправляемого ограничителя входных сигналов выполняет биполярный транзистор *VTI* [3]. Методика настройки подобных полосовых усилителей подробно описана в работе [4].

Ограничитель работает следующим образом. На базу транзистора *VTI* с делителя на резисторах *R4* и *R5* через резистор *R2* подается постоянное запирающее оба перехода транзистора напряжение. На вход полосового усилителя мощности и одновременно на эмиттер транзистора *VTI* подается переменное высокочастотное напряжение усиливаемого сигнала, которое распределяется между емкостями эмиттерного и коллекторного переходов. Значение постоянного напряжения на базе транзистора устанавливается равным амплитуде переменного высокочастотного напряжения коллекторного перехода транзистора, что соответствует номинальному значению переменного высокочастотного напряжения на входе полосового усилителя; т.е. значение постоянного напряжения на базе транзистора устанавливается приблизительно равным половине амплитуды номинального значения входного высокочастотного сигнала.

При воздействии на вход усилителя сигнала, амплитуда напряжения которого превышает амплитуду номинального значения входного напряжения, в положительный полупериод воздействия переменного сигнала напряжение на эмиттере транзистора *VTI* превышает напряжение на его базе. Эмиттерный переход открывается, и через коллекторную цепь протекает ток $\alpha I_{эм}$ [5], где α — коэффициент передачи эмиттерного тока, $I_{эм}$ — ток эмиттера. При мгновенном значении входного воздействия, превышающем номинальное, участок эмиттер — коллектор транзистора представляет собой двухполюсник с сопротивлением $R_{вх} = U_{вх} / \alpha I_{эм}$, которое составляет единицы ом. В отрицательный полупериод воздействия переменного входного сигнала, превышающего по амплитуде его номинальное значение, открывается коллекторный переход транзистора *VTI*, и через транзистор протекает ток $\alpha_I I_k$, где α_I — коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении транзистора, I_k — ток коллектора. При отрицательной полуволне входного напряжения, амплитуда которой превышает амплитуду номинального напряжения, участок эмиттер — коллектор транзистора также представляет собой двухполюсник, сопротивление которого составляет единицы ом. В этом случае мощное входное воздействие оказывается двусторонне ограниченным.

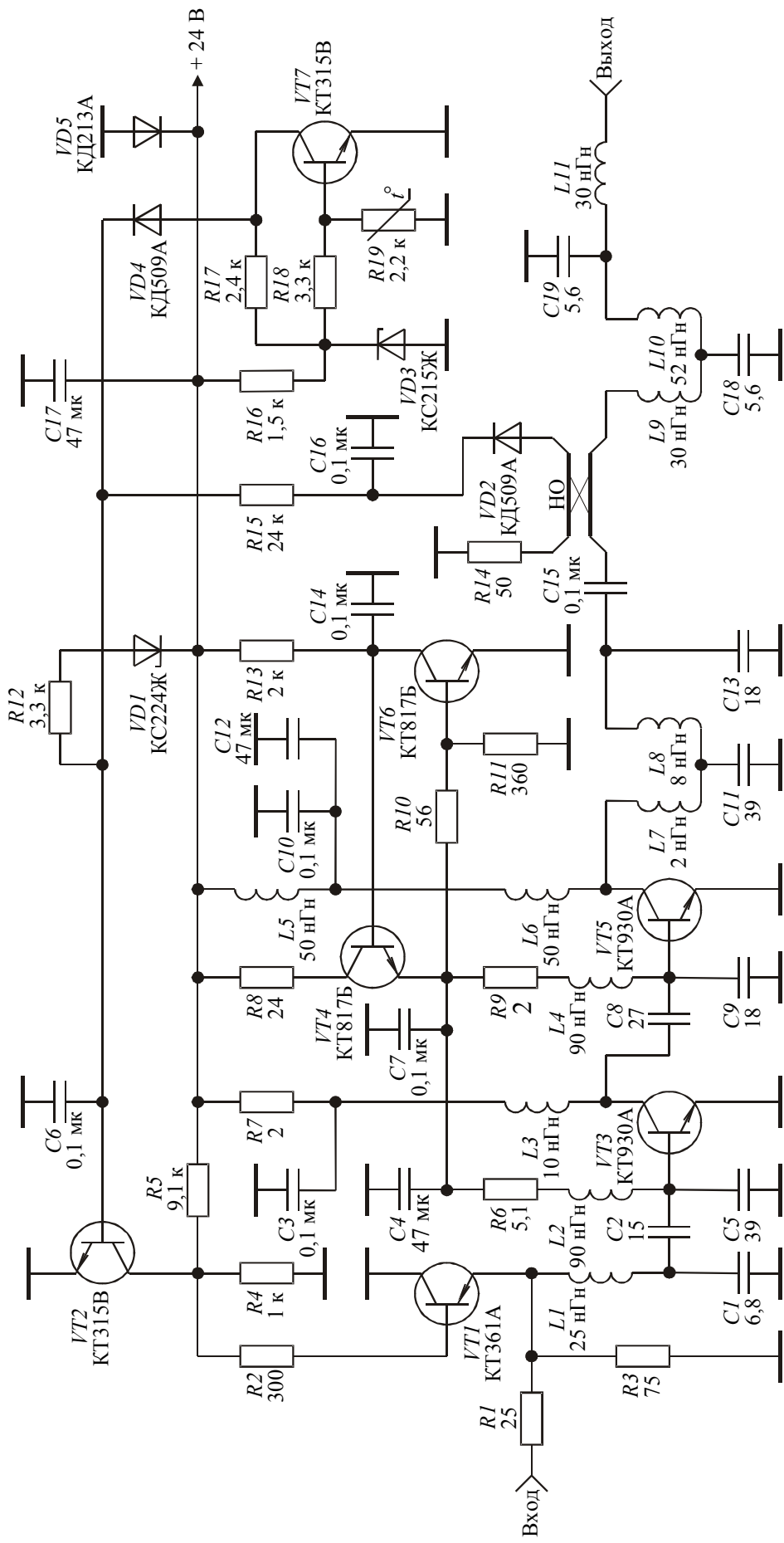


Рис. 1

Транзистор $VT1$ выполняет также функцию управляемого ограничителя при срабатывании схемы защиты от рассогласования по выходу, при превышении напряжением питания номинального значения, при термозащите.

С увеличением рассогласования нагрузки полосового усилителя мощности и его выходного сопротивления напряжение, снимаемое с выхода направленного ответвителя (НО), увеличивается, и на вход детектора на диоде $VD2$ подается напряжение, пропорциональное напряжению, отраженному от нагрузки усилителя. При номинальном значении выходной мощности и коэффициенте стоячей волны по напряжению (КСВН) со стороны нагрузки, превышающем максимально допустимое значение, транзистор $VT2$ открывается. Это приводит к уменьшению напряжения, подаваемого на базу транзистора $VT1$ со схемы управления на транзисторе $VT2$, уменьшая амплитуду входного воздействия, поступающего на вход полосового усилителя мощности. Поэтому мощность сигнала на выходе усилителя падает пропорционально росту КСВН нагрузки. Порог срабатывания схемы защиты от рассогласования усилителя по выходу устанавливается выбором резистора $R15$.

Достоинство рассматриваемого схемного решения построения системы защиты усилителя от перегрузок заключается в том, что ограничение мощного входного сигнала происходит еще до появления сигнала обратной связи. Таким образом, транзистор $VT1$ выполняет одновременно функцию самоуправяемого ограничителя мощных входных сигналов и функцию управляемого ограничителя при рассогласовании нагрузки усилителя и его выходного сопротивления. Система защиты полосового усилителя мощности (см. рис. 1) позволяет сохранять его работоспособность при превышении на 10 дБ входным сигналом номинального значения, соответствующего выходной мощности усилителя, равной 30 Вт.

Как показывают исследования, амплитуда сигнала, поступающего на вход полосового усилителя мощности, линейно зависит от напряжения, поступающего на базу биполярного транзистора $VT1$ в диапазоне около 40 дБ. Указанные свойства биполярного транзистора могут быть использованы для построения модуляторов амплитуды мощных сигналов [6].

В качестве примера на рис. 2 приведена принципиальная схема устройства регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов, разработанная на основе функциональной схемы, предложенной в работе [6]: здесь U_{Ω} — модулирующий сигнал; U_{ω} — модулируемый сигнал; $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение; $E_{\text{п}}$ — напряжение питания; $U_{\text{упр}}$ — управляющее напряжение.

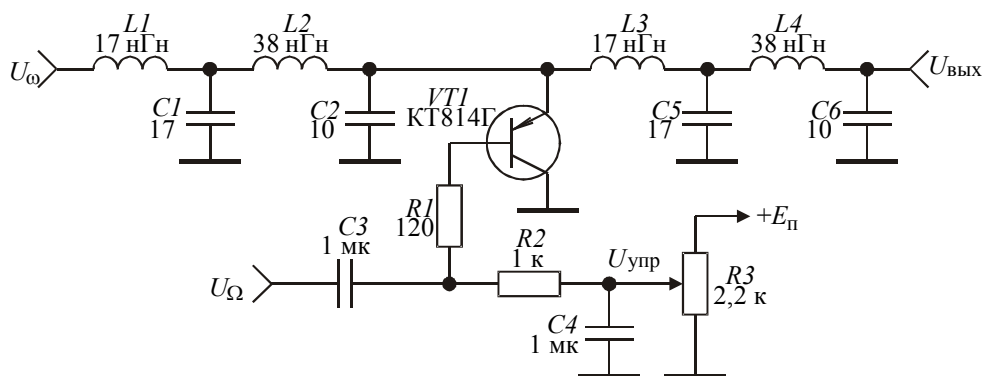


Рис. 2

Характеристики модулятора: максимальный уровень входной мощности не менее 50 Вт; полоса рабочих частот 200...240 МГц; сопротивление генератора и нагрузки 50 Ом; область регулирования выходной мощности 0,04...46 Вт; максимальная частота модуляции, при которой отсутствуют заметные искажения формы огибающей выходного сигнала, 10 МГц.

Элементы $L1, C1, L2, C2$ и $L3, C5, L4, C6$ образуют фильтры нижних частот с частотой среза, равной 240 МГц, и предназначены для подавления высших гармонических составляющих в спектре выходного сигнала. Резистор $R3$ служит для изменения управляющего напряжения.

При использовании рассматриваемого устройства (см. рис. 2) в качестве модулятора амплитуды значение $U_{упр}$ следует устанавливать равным 0,25 от значения амплитуды модулируемого сигнала. В этом случае при отсутствии сигнала модуляции напряжение на выходе будет равно 0,5 амплитуды модулируемого сигнала.

Анализ работы схемы показывает, что выходное сопротивление генератора модулируемого сигнала должно намного превышать сопротивление транзистора $VT1$ в режиме насыщения. Этого недостатка можно избежать, если воспользоваться модулятором с последовательно-параллельным включением закрытых биполярных транзисторов [7]. Принципиальная схема модулятора, разработанного на основе функциональной схемы, приведенной в работе [7], представлена на рис. 3 [8]. Характеристики этого модулятора совпадают с характеристиками модулятора, приведенного на рис. 2. Кроме того, он может работать как от генератора тока, так и от генератора напряжения. Недостатком схемы является необходимость использования трансформатора со средней точкой во вторичной обмотке, что компенсируется возможностью увеличения мощности модулируемого сигнала.

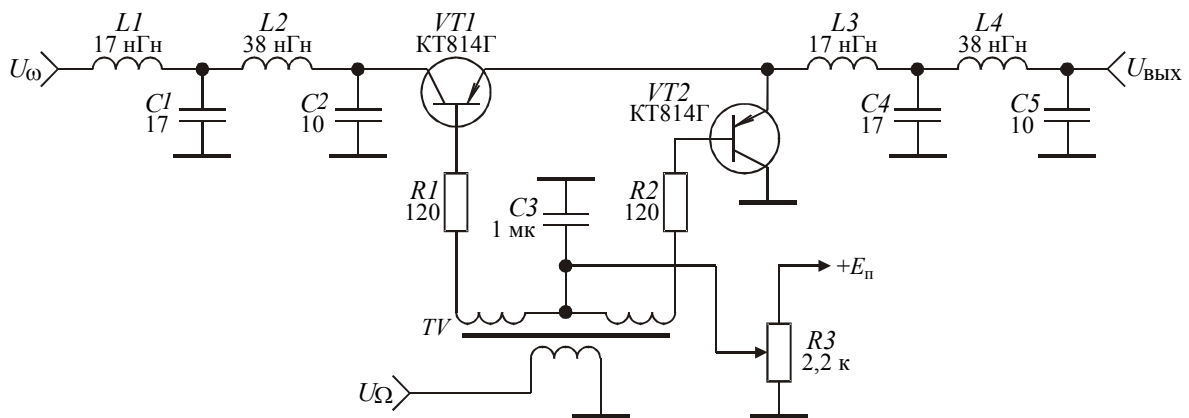


Рис. 3

На рис. 4 представлена экспериментальная осциллограмма огибающей сигнала на выходе модулятора (см. рис. 3) при использовании в качестве модулирующего сигнала тестового восьмиступенчатого телевизионного видеосигнала яркости, спектр которого находится в полосе частот 50 Гц...6,5 МГц, частота несущей составляет 223,25 МГц. Масштаб времени на оси абсцисс не обозначен. Длительность фронтов сигнала на выходе устройства не превышает 80 нс, что соответствует требованиям [9], предъявляемым к телевизионной радиопередающей аппаратуре.

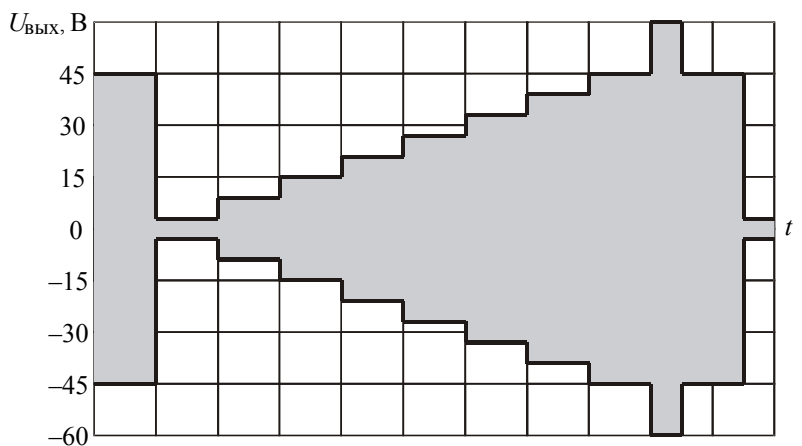


Рис. 4

Таким образом, использование биполярного транзистора с закрытыми переходами в устройствах защиты полосовых усилителей мощности от перегрузок позволяет создавать усилители, способные сохранять работоспособность при произвольных

нагрузках и перегрузках по входу, превышающих номинальное значение входного сигнала в десятки раз. Кроме того, использование свойств биполярного транзистора с закрытыми переходами позволяет значительно упростить схемные решения по реализации устройств регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант 08-02-99025-р_офи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Иванов В. К.* Оборудование радиотелевизионных передающих станций. М.: Радио и связь, 1989. 336 с.
2. Проектирование радиопередатчиков / *В. В. Шахгильдян, М. С. Шумилин, В. Б. Козырев* и др.; Под ред. *В. В. Шахгильдяна*. М.: Радио и связь, 2000. 656 с.
3. Пат. 2217861 РФ. Устройство для защиты усилителя мощности от перегрузки / *А. А. Титов, В. Н. Ильюшенко* // Оpubл. 27.11.2003. Бюл. № 33.
4. *Титов А. А.* Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. 328 с.
5. *Степаненко И. П.* Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1977. 672 с.
6. Пат. 2240645 РФ. Амплитудный модулятор мощных сигналов / *А. А. Титов, В. Н. Ильюшенко* // Оpubл. 20.11.2004. Бюл. № 32.
7. Пат. 2307452 РФ. Модулятор амплитуды мощных сигналов / *А. А. Титов, В. Н. Ильюшенко* // Оpubл. 27.09.2007. Бюл. № 27.
8. *Титов А. А.* Регулировка и модуляция амплитуды мощных сигналов // *Электросвязь*. 2007. № 12. С. 46—48.
9. ГОСТ Р 50890 – 96. Передатчики телевизионные маломощные. Основные параметры. Технические требования. Методы измерений. М.: Изд-во стандартов, 1996. 36 с.

Сведения об авторе

Александр Анатольевич Титов — д-р техн. наук, профессор; Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, кафедра радиоэлектроники и защиты информации; E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru

Рекомендована кафедрой
радиоэлектроники
и защиты информации

Поступила в редакцию
20.06.08 г.

ОПТИЧЕСКИЕ И ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

УДК 681.78.01

И. П. ТОРШИНА, Ю. Г. ЯКУШЕНКОВ

ОЦЕНКА АДЕКВАТНОСТИ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ ЕЕ ЗАДАНЫМИ СВОЙСТВАМИ

Рассматриваются некоторые методы оценки адекватности компьютерной модели оптико-электронной системы ее заданным свойствам. Описывается процедура оптимизации компьютерной модели по критерию адекватности.

Ключевые слова: оптико-электронная система, моделирование, компьютерная модель.

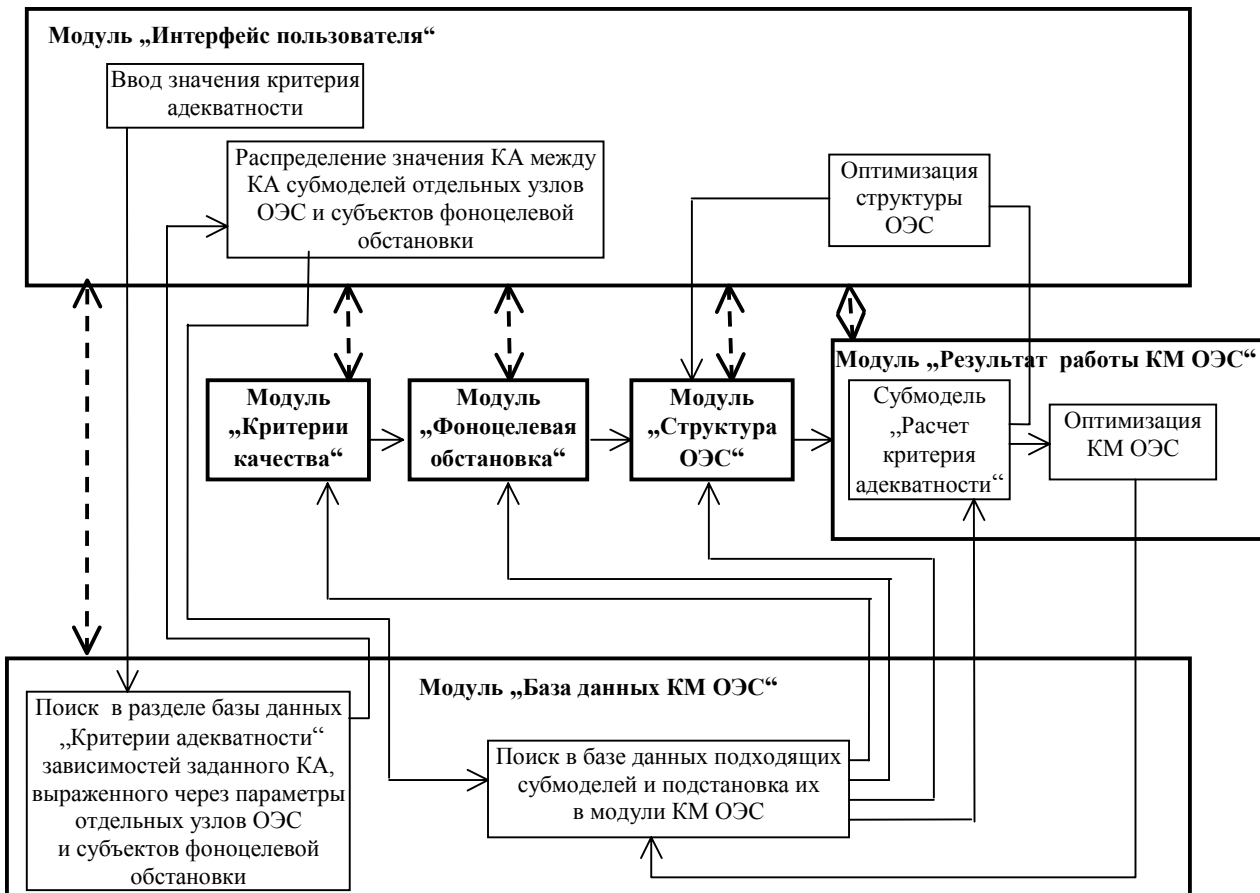
Одним из основных требований, которым должна удовлетворять компьютерная модель (КМ) оптико-электронной системы (ОЭС), является ее адекватность такой характеристике, как достоверность отображения в модели некоторых заданных свойств объекта-оригинала — оптико-электронной системы и условий ее функционирования. Далее, для краткости, будем называть это требование „адекватностью модели“. Адекватность целесообразно оценивать критерием (именуемым далее критерием адекватности — КА), который определяет в количественной мере различие свойств, отображаемых в модели или рассчитываемых с ее помощью, и свойств объекта-оригинала, например показателя эффективности функционирования ОЭС (критерия качества работы ОЭС). Проверку адекватности модели целесообразно проводить на завершающих этапах ее разработки.

В процессе оценки адекватности модели можно получить „характеристику адекватности“ — зависимость изменения КА модели от изменения значений параметров и характеристик ОЭС. Эта характеристика может быть полезна при оптимизации структуры и элементной базы ОЭС, а также при определении „области адекватности“ КМ ОЭС, определяемой граничными значениями входных данных модели. Зная характеристики адекватности, можно также составить модели адаптивных ОЭС.

Неадекватность, т.е. недостоверность или недостаточная достоверность модели в целом, а также составляющих ее отдельных субмоделей, часто объясняется несовершенством методов получения информации об объекте-оригинале (погрешностями в задании исходных данных; неопределенностью параметров и характеристик, влияющих на функционирование ОЭС; неконтролируемым изменением неучтенных в модели факторов; упрощенностью и приближенностью математического аппарата; ограниченными возможностями средств моделирования, ограниченными возможностями пользователя и т.п.) или субъективными причинами (несовершенством вычислительной техники, ошибками оператора, несовершенством и погрешностями систем отображения информации).

Разработка модели ОЭС — процесс поэтапный, и на каждом его этапе целесообразно выполнять анализ возможных причин и источников недостоверности модели, а также осуществлять поиск средств (конструктивных, методических и др.) для снижения или исключения их влияния на адекватность модели [1]. На отдельных этапах моделирования при рассмотрении составных частей КМ ОЭС (ее субмоделей) следует проводить анализ того, какие допущения или несовершенства конкретной субмодели будут влиять на критерий адекватности модели ОЭС в целом и как они могут быть минимизированы.

Структура обобщенной КМ ОЭС рассмотрена в работе [2]. Расчет КА целесообразно осуществлять в отдельном блоке модуля „Результат работы КМ ОЭС“ (см. рисунок). Под оптимизацией КМ ОЭС понимаются процедуры поиска наилучших решений: изменение ее структуры, построение и выбор программной среды и алгоритмов расчета и другие операции, использование которых позволит обеспечить заданные требования к модели. Эти операции также могут быть выделены в отдельный блок в составе модуля „Результат работы КМ ОЭС“.



В модуле „База данных КМ ОЭС“ целесообразно организовать раздел „Критерии адекватности“, содержащий алгоритмы расчета значений КА как функций отдельных параметров структурных частей ОЭС, а также характеристики адекватности.

Доказательство адекватности КМ ОЭС можно проводить натурным или аналитическим методом. Натурный метод доступен, когда реально существует объект-оригинал, т.е. ОЭС, ее прототип или макет. Этот метод заключается в проведении экспериментов, моделируемых с помощью КМ ОЭС, и экспериментов, проводимых на объекте-оригинале (или заменяющем его макете), а также в анализе их результатов. Оценка результатов может быть проведена с использованием статистических методов. Если результат сравнения находится в пределах допустимого диапазона значений КА, то КМ ОЭС можно считать адекватной. В противном случае модель является неадекватной, и требуется ее оптимизация или дальнейшая доработка.

Аналитический метод можно использовать для вновь проектируемой ОЭС при отсутствии реально существующего объекта-оригинала. Этот метод заключается в сравнении результатов экспериментов, промоделированных с помощью рассматриваемой КМ ОЭС, и экспериментов, проведенных с помощью эталонной компьютерной модели исследуемой ОЭС. При отсутствии реально существующего объекта-оригинала проверку адекватности модели целесообразно проводить в два этапа: во-первых, убедиться, что модель выполняет именно поставленную задачу; во-вторых, доказать, что модель решает поставленную задачу с требуемым критерием адекватности. Для этого возможно на испытываемой КМ ОЭС моделировать частный случай, для которого заранее известно решение или результат, и сравнивать полученные результаты с априори известными. Например, в КМ можно ввести входные данные для моделирования уже проверенной на практике ОЭС. Для подтверждения критерия качества модели целесообразно разработать численные эксперименты (тестовые задачи) [3] или воспользоваться сравнением результатов экспериментов, проведенных на КМ ОЭС и на эталонной модели [4]. При этом необходимо составить эталонную модель ОЭС, выбрать критерии сравнения эталонной модели и КМ ОЭС, разработать и провести эксперименты на обеих моделях, найти значения критериев адекватности.

Процедура выбора критерия адекватности относится к числу эвристических процедур, выполняемых с учетом специфики решаемой задачи и имеющихся априорных сведений.

На системотехническом уровне проектирования КА модели целесообразно оценивать по показателям эффективности работы ОЭС (критериям качества). Эти показатели могут быть различными [5]. Так, критериями качества ОЭС, основная задача которых — уверенный прием сигнала на фоне помех и шумов, являются статистические критерии — средний риск, условные вероятности правильного обнаружения, условные вероятности ложных тревог, отношение правдоподобия, отношение сигнал/шум. Измерительные и следящие ОЭС характеризуются точностью, оценками которой служат нормируемые метрологические характеристики; пространственным, энергетическим, временным и спектральным разрешением и рядом других показателей. Для систем обработки и передачи графической информации используют информационную эффективность (или относительную энтропию), а также скорость передачи информации.

В качестве КА часто можно использовать отклонение показателя эффективности работы ОЭС от заданного или требуемого значения. Поскольку такое отклонение зависит от изменения параметров и характеристик системы, для расчета КА можно воспользоваться методом полного дифференциала [6]. Входящие в выражение полного дифференциала отдельные составляющие определяются параметрами отдельных узлов ОЭС и критериями адекватности субмоделей. Анализируя выражение, описывающее КА модели в целом, можно определить требования к КА отдельных субмоделей, рассчитываемых аналогичным методом.

Возможная схема учета критерия адекватности КМ ОЭС приведена на рисунке. Пользователь модели вводит значение критерия адекватности, которое должна обеспечивать КМ ОЭС, выбирает из раздела базы данных „Критерии адекватности“ зависимость этого критерия, выраженного через параметры отдельных узлов ОЭС и субъектов фоноцелевой обстановки. Затем заданное значение критерия адекватности распределяется между КА субмоделей узлов ОЭС и субъектов ФЦО. Если в процессе моделирования по каким-либо причинам были произведены изменения в используемых субмоделях, например при оптимизации структуры проводилась замена узлов ОЭС, то в субмодели „Расчет критерия адекватности“ проводится контроль обеспечения требуемого КА. По известным или рассчитанным значениям КА можно также предъявлять требования к точности задания входных данных в техническом задании на моделирование ОЭС, к адекватности данных, находящихся в БД, а также к форме их представления, например к шагу дискретизации данных.

Рассмотрим следующий пример. Требуется определить Δ_μ — критерий адекватности модели по такому показателю эффективности работы ОЭС, как отношение сигнал/шум μ на ее выходе.

В случае преобладания внутренних шумов приемника излучения (ПИ) это отношение можно записать следующим образом [5]:

$$\mu = \frac{k_M k_f \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \Phi_\lambda \tau_{\text{опт}}(\lambda) D^*(\lambda) d\lambda}{\sqrt{A \Delta f_{\text{экв}}}}, \quad (1)$$

где k_M — коэффициент потерь при модуляции и обработке модулированного сигнала; k_f — коэффициент, учитывающий „небелый“ характер спектра шума; λ_1, λ_2 — нижняя и верхняя границы спектрального рабочего диапазона; Φ_λ — спектральная плотность потока излучения на входном зрачке объектива; $\tau_{\text{опт}}(\lambda)$ — спектральный коэффициент пропускания оптической системы; $D^*(\lambda)$ — удельная обнаружительная способность ПИ; A — площадь чувствительного слоя ПИ; $\Delta f_{\text{экв}}$ — эквивалентная шумовая полоса пропускания электронного тракта.

Полный дифференциал выражения (1) является функцией частных производных при определенном значении аргументов (параметров или характеристик), входящих в это уравнение:

$$\left(\frac{\partial \mu}{\partial k_M} \right)_{k_{M0}}, \left(\frac{\partial \mu}{\partial k_f} \right)_{k_{f0}}, \left(\frac{\partial \mu}{\partial \Phi_\lambda} \right)_{\Phi_{\lambda_0}}, \left(\frac{\partial \mu}{\partial \tau_{\text{опт}}(\lambda)} \right)_{\tau_{\text{опт}}(\lambda)_0}, \left(\frac{\partial \mu}{\partial D^*(\lambda)} \right)_{D^*(\lambda)_0}, \\ \left(\frac{\partial \mu}{\partial A} \right)_{A_0}, \left(\frac{\partial \mu}{\partial \Delta f_{\text{экв}}} \right)_{\Delta f_{\text{экв}0}}, \left(\frac{\partial \mu}{\partial \lambda} \right)_{\lambda_0}.$$

Так как частная производная от постоянной величины равна нулю, количество частных производных в выражении полного дифференциала может быть уменьшено. Так, в выражении (1) постоянные значения имеют параметры $k_M, k_f, A, \Delta f_{\text{экв}}$. Спектральный диапазон $\lambda_1 \dots \lambda_2$ и величину $D^*(\lambda)$ на некотором спектральном интервале можно представить в виде массивов постоянных значений. Для узкого спектрального диапазона работы ОЭС коэффициент $\tau_{\text{опт}}(\lambda)$ также может быть принят постоянным. Тогда

$$\Delta_\mu = \left(\frac{\partial \mu}{\partial \Phi_\lambda} \right)_{\Phi_{\lambda_0}} \Delta_{\Phi_\lambda}. \quad (2)$$

Поток Φ_λ , приходящий на входной зрачок, и критерий адекватности Δ_{Φ_λ} , который обеспечивается при расчете Φ_λ , рассчитываются в модуле „Фоноцелевая обстановка“ КМ ОЭС [2], где при этом учитываются составляющие излучения, их спектральный состав, взаимное расположение и др. [2,7—9].

Область адекватности КМ ОЭС, характеризуемая диапазонами изменений исходных данных, где модель соответствует требованиям адекватности, целесообразно определять в процессе моделирования ОЭС. Для этого в блоке модуля „Результат работы КМ ОЭС“ может быть сформирована таблица „Определение области адекватности“, графы которой повторяют графы, содержащие условия выбора информации из база данных КМ ОЭС. Далее в таблице формируется сводная информация по используемым в КМ ОЭС данным. При этом для одноименных условий использования различных данных выбираются общие диапазоны их изме-

нения. Сводная информация ставится в соответствие сформированному на начальных этапах моделирования перечню исходных данных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проектирование оптико-электронных приборов / Ю. Б. Парвулюсов, С. А. Родионов, В. П. Солдатов и др.; Под ред. Ю. Г. Якушенкова. М.: Логос, 2000. 488 с.
2. Торшина И. П. Методика разработки обобщенной компьютерной модели оптико-электронной системы // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 3. С. 61—65.
3. Guissin R., Lavi E., Palatnik A., Gronau Y. IRISIM: Infrared imaging simulator // SPIE Proc. 2005. Vol. 5784. P. 190—203
4. Stephen W. TOD test method for charactering electrooptical system performance // SPIE Proc. 2001. Vol. 4372. P. 39—45.
5. Якушенков Ю. Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. М.: Логос, 2004. 472 с.
6. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука, 1986. 544 с.
7. Максимова Н. Ф., Сагитов К. И., Якушенков Ю. Г. Компьютерная модель тепловизионной системы // Оптико-электронные системы визуализации и обработки оптических изображений: Сб. М.: ЦНИИ „Циклон“, 2001. Вып. 1. С. 133—138.
8. Торшина И. П. Формирование сценария работы оптико-электронной системы для ее обобщенной компьютерной модели // Там же. М.: ЦНИИ „Циклон“, 2007. Вып. 2. С. 142—151.
9. Торшина И. П. Формирование баз данных для компьютерной модели оптико-электронной системы // Изв. вузов. Геодезия и аэрофотосъемка. 2002. № 3. С. 149—155.

*Сведения об авторах***Ирина Павловна Торшина**

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

Юрий Григорьевич Якушенков

— д-р техн. наук, профессор; Московский государственный университет геодезии и картографии (МИИГАиК), кафедра оптико-электронных приборов, зав. кафедрой; E-mail: yakush@miigaik.ru

Рекомендована кафедрой
оптико-электронных приборов

Поступила в редакцию
10.06.09 г.

В. Л. КОЗЛОВ

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ РЕЦИРКУЛЯЦИОННОГО ДАЛЬНОМЕРА

Рассматриваются вопросы повышения точности прецизионных лазерных дальномерных систем с двухволновым полупроводниковым лазером в качестве источника излучения. В системе реализуется режим оптоэлектронной рециркуляции одновременно на двух длинах волн, что позволяет получить информацию о скорости распространения излучения на трассе и учесть ее значение при вычислении расстояния до объекта.

Ключевые слова: рециркуляционный дальномер, полупроводниковый лазер, компаратор.

В прецизионных лазерных дальномерных системах среднеквадратическая погрешность измерений, обусловленная дисперсионными свойствами атмосферы, может быть снижена до нескольких сантиметров путем расчета группового показателя преломления сигнала. Однако эта операция достаточно трудоемка и требует привлечения дополнительных средств. При излучении на длине волны 0,8 мкм и изменении температуры воздуха на 1°C показатель его преломления изменяется на $0,9 \cdot 10^{-6}$. Поэтому относительная погрешность измерения расстояния до объекта одноволновым лазерным дальномером ограничена значениями порядка 10^{-6} из-за отсутствия информации о скорости распространения излучения вдоль линии наблюдения в конкретных метеоусловиях.

Учет состояний окружающей среды при распространении зондирующего излучения вдоль линии наблюдения можно осуществлять рециркуляционным методом измерения дальности [1], который основан на оптоэлектронной рециркуляции одновременно на двух длинах волн. Этот метод позволяет получить информацию о скорости распространения излучения на трассе и учесть ее значение при вычислении расстояния до объекта. Основным источником погрешности при этом является зависимость точности измерений от амплитуды импульса.

Методика учета влияния амплитуды импульса и компенсации влияния различия амплитуд оптических импульсов на длинах волн λ_1 и λ_2 на точность измерений, осуществляемых двухволновым рециркуляционным лазерным дальномером, изложена в работе [2]. Функциональная схема дальномера, реализующего такую методику, представлена на рис. 1. В качестве излучателя дальномера используется лазерный диод на основе асимметричной квантово-размерной гетероструктуры. Структура таких инжекционных лазеров описана в работах [3, 4]. Активная область излучения лазера сформирована двумя квантовыми ямами, образующими единый волновод для получения сигналов на двух длинах волн. Переключение длины волны излучения с λ_1 на λ_2 происходит при скачкообразном изменении амплитуды тока накачки с I_1 до I_2 . Длительность импульсов излучаемого света на разных длинах волн может быть достаточно малой, вплоть до 1 нс. Разность длин волн $\Delta\lambda = \lambda_1 - \lambda_2$ для асимметричных квантово-размерных лазерных диодов достигает значений 20—90 нм. Если использовать терморегулятор на основе эффекта Пельтье и стабилизировать импульсы тока инжекции, то относительная нестабильность разности $\Delta\lambda$ может быть меньше 10^{-3} .

Дальномер работает следующим образом. В начальный момент времени блок „Таймер“ формирует два импульса, разнесенные во времени на интервал T . Блок „Генератор накачки“ формирует соответствующие амплитуды импульсов тока для запуска лазера на длинах волн λ_1 и λ_2 . В рециркуляционных дальномерных измеряемом расстоянии до объекта выполняет функцию оптической линии задержки в цепи обратной связи. При замыкании оптической обратной связи в системе устанавливается процесс рециркуляции с частотой, которая определя-

ется задержкой излучения на трассе и постоянной электрической задержкой, обусловленной прохождением сигнала через функциональные блоки системы. Так как оптические импульсы посылаются поочередно на различных длинах волн λ_1 и λ_2 , то в системе реализуется режим оптико-электронной рециркуляции.

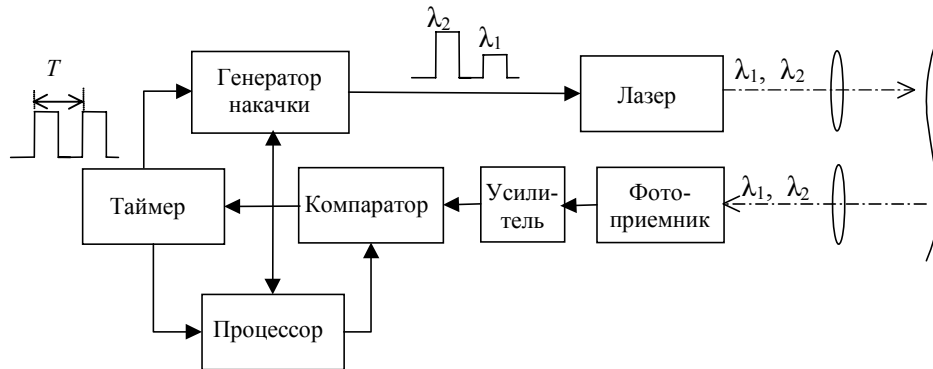


Рис. 1

Период рециркуляции на длинах волн λ_1, λ_2 определяется следующим образом:

$$\tau = t_{\text{opt}} + t_e + t_k, \quad (1)$$

где $t_{\text{opt}} = 2Ln/c$ — время задержки излучения при прохождении трассы оптическим сигналом; L — расстояние до объекта (длина трассы); n — показатель преломления воздуха; c — скорость света в вакууме; t_e — время электрической задержки; t_k — время задержки импульса в компараторе.

Так как скорость распространения излучения в воздухе зависит от длины волны, причем $\lambda_2 < \lambda_1$, то время задержки излучения на длине волны λ_2 будет больше, чем на λ_1 . Разность оптических задержек за один период рециркуляции составляет

$$\Delta t = \frac{2L}{c}(n_2 - n_1),$$

где n_1, n_2 — показатели преломления воздуха на длинах волн λ_1 и λ_2 соответственно.

Следовательно, рециркулирующие импульсы на длине волны λ_1 будут сдвигаться во времени относительно импульсов на длине волны λ_2 в течение каждого периода рециркуляции на величину Δt . При $\Delta\lambda = 20$ нм и $L = 1$ км $\Delta t \approx 1$ пс. Очевидно, что измерение таких коротких временных интервалов вызывает большие сложности. Однако в режиме рециркуляции происходит накопление временных задержек и в течение нескольких периодов рециркуляции $N = 10^4 \dots 10^5$ суммарная разность задержек становится равной $T = N\Delta t$ и достигает десятков или сотен наносекунд. В разработанной системе для измерения Δt определяется число периодов рециркуляции N , за которое разность задержек станет равной $T = 100$ нс. После определения величины $\Delta t = T/N$ заканчивается первый этап измерений. При этом, как показано в работе [5], расстояние до объекта вычисляется по формуле

$$L = \frac{c}{2n_1} t_{\text{opt}} = \frac{c}{2} \left[t_{\text{opt}} - \frac{(n_0 - 1) T}{\Delta n_0 N} \right],$$

здесь t_{opt} — время задержки излучения на длине волны λ_1 ; n_0 — показатель преломления воздуха на длине волны λ_1 в стандартных условиях ($\theta = 0, p = 760$ мм рт. ст.), Δn_0 — разность показателей преломления на длинах волн λ_2 и λ_1 в стандартных условиях.

Как следует из формулы (1), значение периода рециркуляции τ зависит, в том числе, от задержки срабатывания компаратора, т.е. от амплитуды импульса. Учет влияния задержки срабатывания компаратора на погрешность измерений производится на втором этапе следующим образом. Время задержки импульса в компараторе

$$t_k = \frac{U_p}{U_s} t_{\text{фр}}, \quad (2)$$

где U_p — порог срабатывания компаратора, U_s — амплитуда импульсов, $t_{\text{фр}}$ — длительность фронта импульса.

После определения числа N лазер работает только на длине волны λ_2 . Так же как и на первом этапе измерений блок запуска формирует два импульса на длине волны λ_2 , разнесенные во времени на интервал T . Первый импульс регистрируется при пороге U_p , второй — при уменьшенном в два раза пороге: $U_{p2}=0,5U_p$. Порог компаратора управляется сигналом с процессора и изменяется после регистрации каждого импульса. При замкнутой цепи обратной связи в системе устанавливаются два процесса рециркуляции при разных порогах компаратора. Так как задержки в компараторе при разных порогах будут не равны, то будут не равны соответствующие периоды рециркуляции. Разность периодов рециркуляции Δt_1 в соответствии с формулой (2) будет равна

$$\Delta t_1 = \frac{U_p}{U_s} t_{\text{фр}} - \frac{U_{p2}}{U_s} t_{\text{фр}} = \frac{0,5U_p}{U_s} t_{\text{фр}}.$$

За число периодов рециркуляции N_1 разность задержек станет равной $T = N_1 \Delta t_1$, откуда

$$t_k = \frac{\Delta t_1}{0,5} = \frac{T}{0,5N_1}.$$

Так как частоту следования импульсов можно измерить более просто и с большей точностью, чем короткий временной интервал, то значение t_{opt} определяется по частоте рециркуляции f_2 при пороге U_{p2} . С учетом этого формула для расчета дальности приобретает следующий вид:

$$L = \frac{c}{2} \left[\frac{1}{f_2} - t_e - \frac{T}{0,5N_1} - \frac{T}{N\Delta n_0} (n_0 - 1) \right].$$

Время электрической задержки t_e определяется при калибровке системы при $L = 0$. Отметим, что на втором этапе измерений принципиально не обязательно уменьшать порог компаратора именно в два раза.

Хотя излучение на обеих длинах волн λ_1 и λ_2 генерируется в одном лазере, для генерации требуются разные амплитуды токов накачки, поэтому и амплитуды оптических импульсов в общем случае могут различаться, что может привести к дополнительной погрешности при измерении дальности. Влияние этой погрешности может быть устранено при калибровке системы на нулевом расстоянии соответствующим изменением порогов регистрации для каждой длины волны.

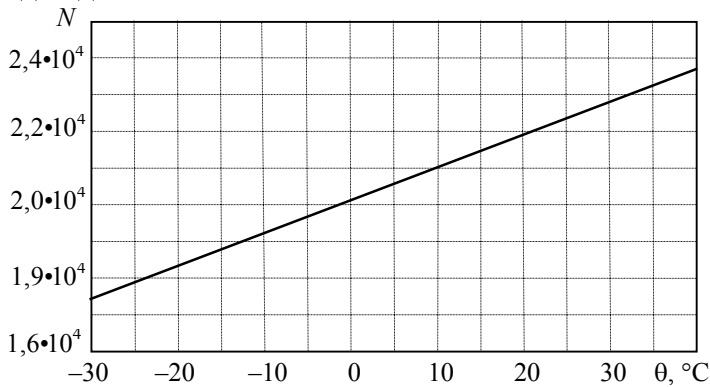
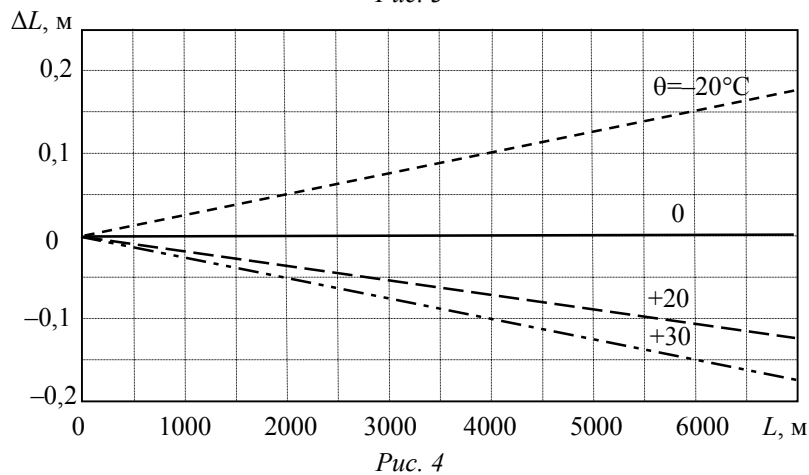
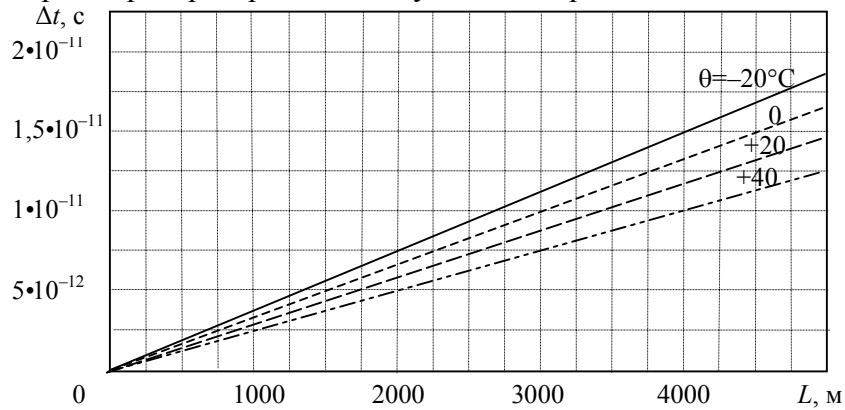


Рис. 2

На рис. 2 приведен график зависимости числа периодов рециркуляции N , необходимого для измерения дальности с учетом дисперсии на трассе, от температуры θ окружающей среды при $L = 3000$ м и $\Delta\lambda = 50$ нм. Величина N показывает число периодов рециркуляции, при котором разность задержек на длинах волн $\lambda_1 = 837$ нм и $\lambda_2 = 787$ нм достигнет $T = 100$ нс. На рис. 3 представлен график зависимости $\Delta t(L)$ при

различных температурах θ и $\Delta\lambda = 70$ нм ($\lambda_1 = 837$ нм): при $L \approx 3000 \dots 5000$ м значение Δt изменяется в пределах $1 \dots 15$ пс, при этом время определения дальности составляет менее 1 с.

На основе сравнения результатов измерения дальности одноволновым дальномером ($\lambda = 837$ нм) и разработанным двухволновым рециркуляционным дальномером ($\lambda_1 = 837$ нм, $\lambda_2 = 787$ нм) построена зависимость разности ΔL показаний двух дальномеров от измеряемого расстояния L при различных температурах θ окружающей среды и давлении $p = 760$ мм рт. ст. (рис. 4). Очевидно, показания дальномеров будут совпадать лишь при $\theta = 0$, при других температурах одноволновой дальномер дает погрешность до 15 см, что связано с отсутствием информации о скорости распространения излучения на трассе.



Таким образом, благодаря использованию в качестве источника излучения полупроводникового лазера с асимметричной квантово-размерной гетероструктурой удастся сформировать в дальномере зондирующий сигнал на двух различных оптических длинах волн. Реализация режима оптоэлектронной рециркуляции одновременно на двух длинах волн позволяет получить информацию о скорости распространения излучения на трассе и учесть ее значение при вычислении дальности, а использование динамического порога компаратора позволяет скомпенсировать влияние амплитуды дистанционного импульса и различия амплитуд зондирующих импульсов на точность измерений. По сравнению с известными двухволновыми дальномерами разработанная система имеет преимущество, заключающееся в том, что оба зондирующих сигнала на разных длинах волн генерируются в одном оптическом резонаторе: это обеспечивает стабильность разностной длины волны в результате синхронизации электронно-оптических процессов в активной области излучения лазера. Лазеры на основе асимметричных квантово-размерных гетероструктур [4] также способны излучать когерентные оптические сигналы со стабильной амплитудой и частотой повторения в гигагерцовом диапазоне. Это обеспечивает дополнительные возможности для создания новых высокоэффективных импульсных систем лазерной дальнометрии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 1810753 СССР. Рециркуляционный дальномер / В. Л. Козлов, С. Д. Жарников, И. А. Малевич // 1993. Бюл. № 15.
2. Пат. 8172 РБ. Прецизионный рециркуляционный дальномер / В. Л. Козлов. 2006.
3. Ikeda S., Shimizu A. Evidence of the wavelength switching caused by a blocked carrier transport in an asymmetric dual quantum well laser // Appl. Phys. Lett. 1991. Vol. 59, N 5. P. 504—506.
4. Пат. 1385 РБ. Полупроводниковый лазер / А. А. Афоненко, В. К. Кононенко, И. С. Манак. 1996.
5. Козлов В. Л., Кононенко В. К., Кузьмин К. Г., Манак И. С. Рециркуляционный дальномер на основе двухволнового инжекционного лазера // Датчики и системы. 2001. № 7. С. 32—35.

Сведения об авторе**Владимир Леонидович Козлов**— канд. техн. наук, доцент; Белорусский государственный университет, кафедра квантовой радиофизики и оптоэлектроники, Минск;
E-mail: KozlovVL@bsu.byРекомендована кафедрой
квантовой радиофизики
и оптоэлектроникиПоступила в редакцию
28.02.08 г.

В. В. БЕСОГОНОВ, И. Н. СКВОРЦОВА

УМЕНЬШЕНИЕ ШЕРОХОВАТОСТИ ПОВЕРХНОСТИ СИТАЛЛОВОЙ ПОДЛОЖКИ ДО НАНОРАЗМЕРНЫХ ЗНАЧЕНИЙ

Рассматривается возможность изменения шероховатости поверхности стандартной ситалловой подложки СТ-50-1 в результате воздействия на нее CO₂-лазерного излучения. Приведены режимы обработки поверхности, при которых величина выступов не превышает 20 нм, и показано, что их величина может быть уменьшена до значений, позволяющих формировать на поверхности наноструктуры. Рассмотрен вопрос временной стабильности сформированной поверхности. Контроль топологии поверхности осуществлен на сканирующем зондовом микроскопе Solver P47 Pro.

Ключевые слова: наноструктура, зондовая микроскопия, воздействие излучения на вещество, ситалл.

Состояние поверхности твердотельных материалов, в частности оксидов, оказывает существенное влияние на их оптические, механические, каталитические и другие характеристики. Данное обстоятельство стимулирует исследования, целью которых является разработка методов получения поверхностей с требуемыми свойствами. При выращивании пленок наноматериалов на шероховатых поверхностях полученные образцы характеризуются, как правило, неравномерной толщиной, значительно различающимися размерами зерен, случайной ориентацией кристаллитов и большими межзеренными напряжениями, что ограничивает применение пленок. Размер зерен в тонких и наноразмерных пленках составляет 10—100 нм, а размеры выступов на подложках — около 100 нм. Для преодоления этих ограничений требуется уменьшить шероховатость подложек при минимальных повреждениях приповерхностного слоя.

Для получения поверхностей с плоским рельефом используются такие методы, как механическое шлифование, механохимическое полирование, химически активированное механохимическое полирование, ионно-лучевое полирование и др. Актуальным направлением исследований для уменьшения шероховатости поверхности является использование лазера, так как этот метод, по сравнению с другими существующими, позволяет обрабатывать поверхности сложной формы, обеспечивает большую скорость обработки и простоту автоматизации процесса полирования.

В настоящей статье исследуются подвергаемые воздействию лазерного излучения образцы размером 10×15 мм, которые являются частью ситалловой подложки СТ-50-1. Стеклокерамики, называемые также ситаллами, — это широкий диапазон материалов, в которых окисный состав представляет единое целое с поликристаллической структурой, характеризующейся весьма малыми размерами (от долей до нескольких микрометров) беспорядочно

ориентированных кристаллов. Такое строение реализуется в результате многоступенчатого технологического процесса. Ситалл СТ-50-1 (типичная стеклокерамика) имеет следующий состав: 60,5 % SiO_2 , 13,5 % Al_2O_3 , 8,5 % CaO , 7,5 % MgO , 10 % TiO_2 , где микрокристаллы рутила ($\alpha\text{-TiO}_2$) и кордиерита ($2\text{MgO} \cdot 2\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 5\text{SiO}_2$) являются основными [см. лит.]. Температуры стеклования и расплава для СТ-50-1 соответственно равны 1033 и 1743 К [см. лит.].

В ходе исследований поверхность образца подвергалась воздействию излучения импульсного CO_2 -лазера. В качестве источника когерентного излучения с длиной волны $\lambda=10,6$ мкм использовался лазерный гравер Trotec Speedy 100.

Размер области воздействия лазерного излучения составлял 3×10 мм (задавался в программе Coral Draw). Образец был помещен в фокусе линзы, обработка поверхности производилась посредством перемещения по ней лазерного пучка при определенных значениях его мощности и скорости перемещения. При этом максимальная скорость перемещения пучка составляла 280 см/с, а максимальная мощность излучения на поверхности — 10 Вт (диаметр области воздействия в фокусе равнялся 80 мкм).



Рис. 1

Исследование полученных в ходе эксперимента образцов проводилось на сканирующем зондовом микроскопе (СЗМ) Solver P47 PRO. СЗМ Solver PRO (рис. 1) — универсальный прибор, предназначенный для измерений приповерхностных характеристик различных объектов с разрешением вплоть до атомного. Весь спектр реализуемых измерительных методик осуществляется путем программного конфигурирования.

При использовании сканирующих зондовых микроскопов исследование микрорельефа поверхности и ее локальных свойств проводится с помощью специальным образом подготовленных зондов в виде игл. Рабочая часть таких зондов (острие) имеет размеры порядка 10 нм. Характерное расстояние между зондом и поверхностью образцов составляет 0,1—10 нм. Силовое взаимодействие между зондом и поверхностью лежит в основе метода атомно-силовой микроскопии (АСМ). Для регистрации этого взаимодействия используются специальные зондовые датчики, представляющие собой упругую консоль с острым зондом на конце.

При сканировании образец крепится на подложке, которая устанавливается на предметный столик с размером области сканирования 50×50 мкм (рис. 2). После грубого наведения осуществляется операция сканирования образца зондом в контактном и полуконтактном режимах атомно-силовой микроскопии при скорости перемещения образца 50 мкм/с с шагом 200 нм, число точек по оси x — 256, по оси y — 256.

Программное обеспечение, используемое при сканировании, — программа SMENA, работающая под управлением операционной системы DOS. При сканировании установлена функция Substract — Plane.

Неидеальность свойств пьезосканера приводит к тому, что изображение, полученное с помощью СЗМ, содержит ряд специфических искажений. Поскольку движение сканера в плоскости образца влияет на положение зонда над поверхно-

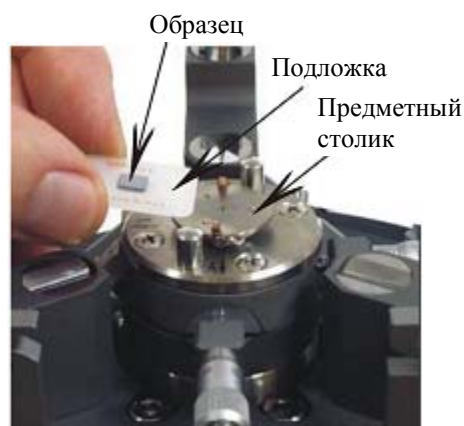


Рис. 2

стью (по оси z), СЗМ-изображения представляют собой суперпозицию реального рельефа и некоторой поверхности второго (а часто, и более высокого) порядка.

Результаты сканирования поверхности ситалла в области воздействия на нее лазерного CO_2 -излучения с использованием метода атомно-силовой микроскопии в контактном режиме представлены на рис. 3: *а* — исходная поверхность ситалла; *б—ж* — поверхность ситалла после обработки лазерным излучением; мощность излучения пучка (P) и скорость его перемещения (v) приводятся в процентах от их максимальных значений (10 Вт и 280 см/с соответственно).

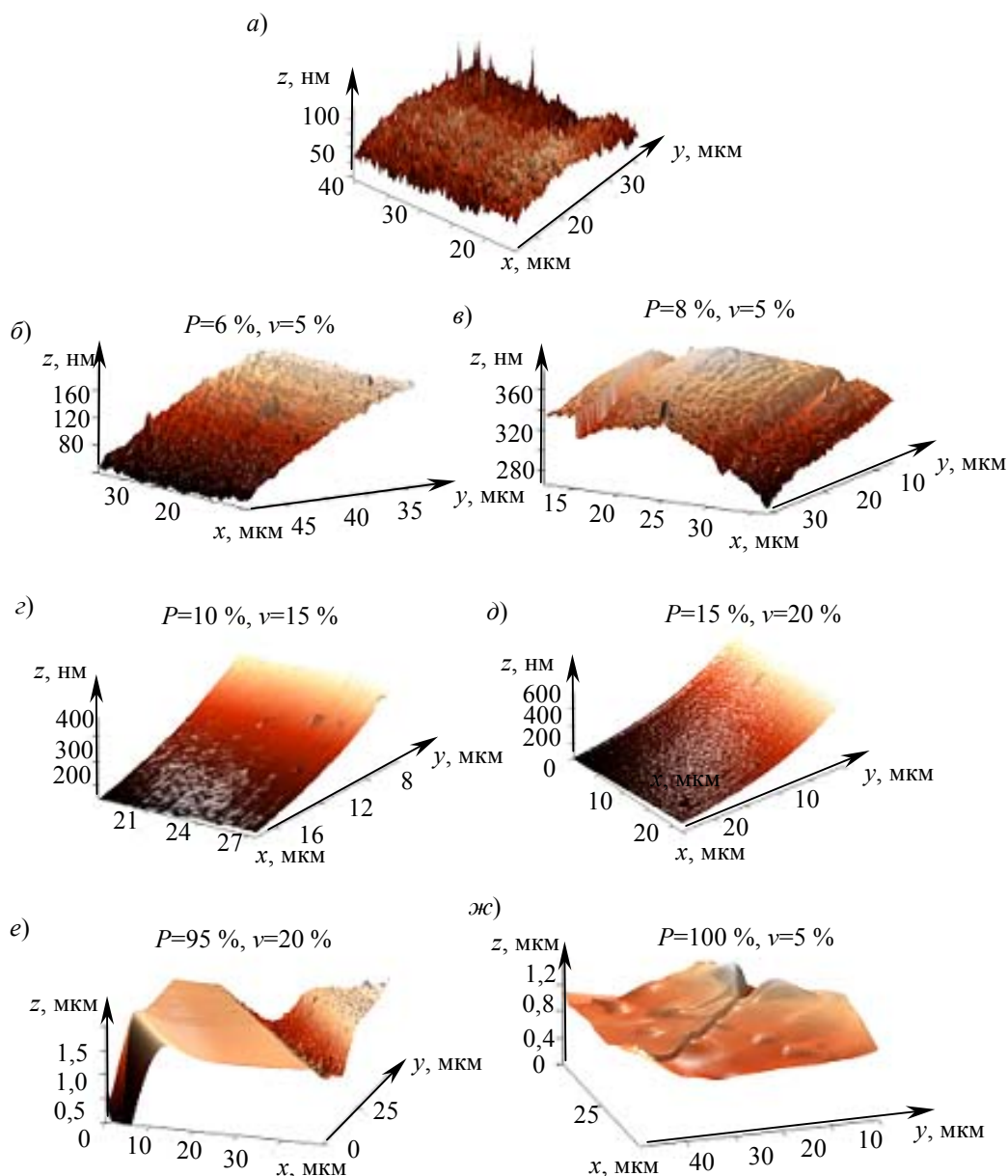


Рис. 3

Обработка образцов производилась в атмосфере, поэтому на поверхности возможны термически активированные химические реакции, результатом которых может стать изменение цвета образцов. Детальный анализ изучения причин изменения цвета поверхности в зоне обработки не производился.

Анализ рис. 3 позволяет сделать следующие выводы:

— при малой мощности лазерного излучения на оплавленной поверхности наблюдаются остатки нерасплавленных кристаллов;

— поверхность начинает оплавляться полностью при мощности излучения, составляющей 15—25 % от максимального значения;

— при мощности 25—90 % от максимального значения без применения нагрева подложки наблюдается отслоение оплавленной пленки от поверхности из-за высоких значений термонапряжений;

— при мощности 95—100 % от максимального значения поверхность чернеет, но не отслаивается.

Иными словами, степень оплавления материала зависит от плотности мощности лазерного пучка и времени воздействия. В месте воздействия происходит аморфизация тонкого слоя материала. Изменение величины выступов уменьшается в зависимости от подведенной энергии когерентного излучения.

Контрольная повторная проверка величины выступов на поверхности образцов показала стабильность обработанной поверхности после года хранения, что подтверждает возможность использования ситалловых подложек в области нанотехнологий без дополнительного контроля.

ЛИТЕРАТУРА

Вейко В. П., Киеу К. К. Лазерная аморфизация стеклокерамик. Основные закономерности и новые возможности изготовления микрооптических элементов // Квантовая электроника. 2007. Т. 37, № 1. С. 92—98.

Сведения об авторах

Валерий Валентинович Бесогонов — канд. техн. наук, доцент; Ижевский государственный технический университет, кафедра лазерных систем; E-mail: besog@udman.ru

Ирина Николаевна Скворцова — аспирант; Институт прикладной механики Уральского отд. РАН, Ижевск; E-mail: skvo777@mail.ru

Рекомендована кафедрой
лазерных систем Иж ГТУ

Поступила в редакцию
20.06.08 г.

УДК 621.311.1.004

В. В. КАРАГОДИН, Е. П. ВИШНЯКОВ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОГО ПЕРИОДА ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

Рассматривается задача диагностирования электрооборудования систем электроснабжения. Приведена методика определения оптимального периода диагностирования. Предложенный подход может быть использован в процессе эксплуатации систем электроснабжения.

Ключевые слова: система электроснабжения, надежность, техническое состояние, дефект, период диагностирования.

Введение. Надежность современных систем производства и распределения электроэнергии в значительной мере определяется безотказностью работы электроустановок. В настоящее время более 50 % основного силового оборудования выработало свой ресурс. Вследствие этих обстоятельств повышается актуальность задач технической диагностики электрооборудования, являющейся основным методом поддержания работоспособности и безаварийности.

рийности оборудования систем электроснабжения. Появление скрытых дефектов, которые возникают в результате естественного старения и работы электрооборудования при нерасчетных эксплуатационных воздействиях, ведет к отказу этого оборудования.

Под дефектом будем понимать такое отклонение технического состояния электрооборудования от нормы, которое со временем может привести к его отказу [1, 2]. Введение периодического диагностирования электрооборудования позволяет выявить скрытые дефекты и тем самым уменьшить вероятность выхода его из строя.

Постановка задачи. В системе диагностирования предусматриваются методы выявления дефектов при включенном и отключенном оборудовании. При этом применяемые методы должны обеспечивать выявление дефектов на ранних стадиях при минимальных трудозатратах. Определение периодичности диагностирования является не менее важной задачей, чем выбор метода диагностирования.

В настоящей статье рассматривается способ определения оптимального периода диагностирования, проводимого на отключенном электрооборудовании, т. е. при выводе его из работы.

Для оценки эффективности диагностического контроля оборудования системы электроснабжения воспользуемся коэффициентом простоя K_{Π} [3, 4]:

$$K_{\Pi} = 1 - K_{\text{т.и}},$$

где $K_{\text{т.и}}$ — коэффициент технического использования.

Считая, что появление скрытого дефекта равносильно отказу электрооборудования, коэффициент простоя можно определить следующим образом:

$$K_{\Pi} = \frac{T_{\Pi} + T_{\text{д}}}{t_{\Sigma}}, \quad (1)$$

где T_{Π} — время простоя при ремонте и плановом техническом обслуживании; $T_{\text{д}}$ — время работы электрооборудования при наличии дефекта; t_{Σ} — время работы системы.

Коэффициент простоя характеризует часть времени, в течение которого система находится в неисправном состоянии относительно общего времени эксплуатации.

Очевидно, для каждой эксплуатируемой системы следует определить оптимальный период контроля, при котором значение коэффициента простоя будет наименьшим.

Методика определения оптимального периода диагностирования. Для определения оптимального периода диагностирования рассмотрим зависимость коэффициента K_{Π} от параметров системы и характеристик ее эксплуатации. Для этого найдем зависимости величин T_{Π} и $T_{\text{д}}$, входящих в выражение (1), от этих параметров.

Примем следующие допущения:

- интенсивность отказов системы на рассматриваемом временном интервале равна Λ [4];
- период контроля постоянный;
- система диагностирования абсолютно надежна и обеспечивает абсолютную достоверность проверки;
- во время диагностирования, технического обслуживания и ремонта отказы в системе не возникают;
- среднее время ремонта и технического обслуживания конечно.

Время простоя определяется выражением

$$T_{\Pi} = T_{\text{р}} + T_{\text{ТО}} + T_{\text{к}} = n\tau_{\text{р}} + m\tau_{\text{ТО}} + N\tau_{\text{к}}, \quad (2)$$

где $T_{\text{р}}$ — время ремонта; $T_{\text{к}}$ — время (период) контроля; $T_{\text{ТО}}$ — время технического обслуживания (ТО); n — среднее количество отказов в течение рассматриваемого интервала

времени; τ_p — среднее время ремонта системы; m — среднее количество технических обслуживаний; $\tau_{ТО}$ — среднее время технического обслуживания; N — число циклов контроля, характеризующее частоту проверки системы; τ_k — продолжительность контроля.

Учитывая, что

$$n = \lceil \Lambda(t_\Sigma - T_{II}) \rceil; \quad (3)$$

$$m = \lceil M(t_\Sigma - T_{II}) \rceil, \quad (4)$$

где $\lceil \cdot \rceil$ — наибольшее целое число, не превосходящее значения, указанного в скобках; M — интенсивность проведения ТО, из выражения (2) получаем

$$T_{II} = \frac{N\tau_k + \Lambda\tau_p t_\Sigma + M\tau_{ТО} t_\Sigma}{1 + \Lambda\tau_p + M\tau_{ТО}}. \quad (5)$$

Так как число циклов контроля определяется выражением

$$N = \left\lceil \frac{t_\Sigma - T_{II}}{T_k} \right\rceil, \quad (6)$$

то, используя формулу (5), получаем

$$N = \left\lceil \frac{t_\Sigma}{T_k(1 + \Lambda\tau_p + M\tau_{ТО}) + \tau_k} \right\rceil. \quad (7)$$

Подставив это значение N в уравнение (5), получим

$$T_{II} = t_\Sigma \left\{ \frac{\Lambda\tau_p + M\tau_{ТО}}{1 + \Lambda\tau_p + M\tau_{ТО}} + \frac{\tau_k}{(1 + \Lambda\tau_p + M\tau_{ТО}) \left[T_k(1 + \Lambda\tau_p + M\tau_{ТО}) + \tau_k \right]} \right\}. \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что время простоя T_{II} зависит как от параметров самой системы (Λ), так и от параметров ее эксплуатации ($\tau_{ТО}$, τ_p , N , τ_k).

Для определения времени T_d необходимо найти среднее время \bar{t}_d работы электрооборудования при наличии дефекта в течение одного периода контроля (рис. 1).

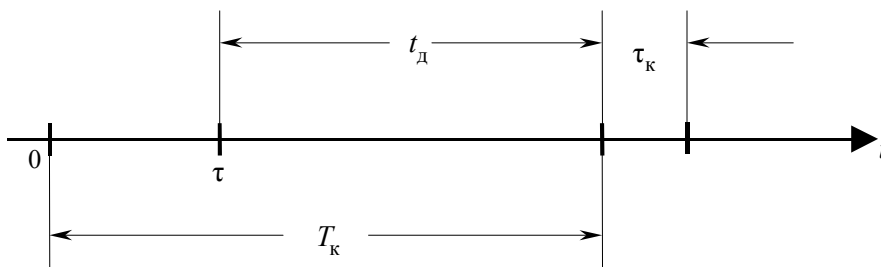


Рис. 1

Вероятность возникновения хотя бы одного дефекта определяется как

$$q(t) = 1 - e^{-\lambda_d t},$$

где λ_d — интенсивность появления дефектов.

Если трактовать момент времени, при котором возникает первый дефект, как случайную величину τ , то вероятность определяется выражением

$$P(\tau \leq t) = q(t),$$

а плотность вероятности случайной величины — выражением

$$f(\tau) = \frac{dq(t)}{dt} = \lambda e^{-\lambda_d \tau}. \quad (9)$$

Тогда

$$\bar{t}_d = T_k - m_1(\tau), \quad (10)$$

где m_1 — математическое ожидание времени появления первого дефекта.

Величина $m_1(\tau)$ может быть как больше, так и меньше длительности периода контроля T_k . Тогда выражение (10) примет вид

$$\bar{t}_d = T_k \int_0^{\infty} f(\tau) d\tau - \int_0^{T_k} \tau f(\tau) d\tau - T_k \int_{T_k}^{\infty} f(\tau) d\tau = T_k \int_0^{T_k} f(\tau) d\tau - \int_0^{T_k} \tau f(\tau) d\tau. \quad (11)$$

Подставляя в формулу (11) значение плотности вероятности из выражения (9), получаем

$$\begin{aligned} \bar{t}_d &= T_k \int_0^{T_k} \lambda e^{-\lambda_d \tau} d\tau - \int_0^{T_k} \tau \lambda e^{-\lambda_d \tau} d\tau = T_k (1 - e^{-\lambda_d T_k}) + T_k e^{-\lambda_d T_k} - \frac{1}{\lambda_d} (1 - e^{-\lambda_d T_k}) = \\ &= T_k - \frac{1}{\lambda_d} (1 - e^{-\lambda_d T_k}). \end{aligned} \quad (12)$$

Время работы оборудования при наличии дефекта за время t_Σ работы системы находим из уравнения

$$T_d = N \bar{t}_d.$$

Учитывая выражения (7) и (12), величину T_d можно представить следующим образом:

$$T_d = \frac{T_k - \frac{1}{\lambda_d} (1 - e^{-\lambda_d T_k})}{T_k (1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}) + \tau_k} t_\Sigma, \quad (13)$$

т.е. время T_d функционирования оборудования при наличии дефекта зависит от продолжительности периода контроля T_k и интенсивности λ_d возникновения определенного вида скрытого дефекта: $T_d = f(\lambda_d, T_k)$.

Подставив выражения (8) и (13) в уравнение (1), получим формулу для коэффициента простоя:

$$\begin{aligned} K_{\text{п}} &= \frac{\Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}}{1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}} + \frac{\tau_k}{(1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}) [T_k (1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}) + \tau_k]} + \\ &+ \frac{T_k - \frac{1}{\lambda_d} (1 - e^{-\lambda_d T_k})}{T_k (1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}) + \tau_k}, \end{aligned} \quad (14)$$

т.е. коэффициент простоя в рассматриваемом случае есть функция

$$K_{\text{п}} = f(\Lambda, \lambda_d, \tau_{ТО}, \tau_p, \tau_k, T_k).$$

Можно предположить, что коэффициент простоя $K_{\text{п}}$, являясь функцией, зависящей от периода контроля T_k , имеет оптимум, так как при частой проверке системы увеличивается время $T_{\text{п}}$, а при выявлении дефекта уменьшается время T_d .

На рис. 2 представлены графики зависимости коэффициента простоя от периода контроля $K_{\text{п}} = f(T_{\text{к}})$ для разных значений $\lambda_{\text{д}}$. Характер кривых показывает наличие явно выраженного минимума коэффициента простоя от периода контроля.

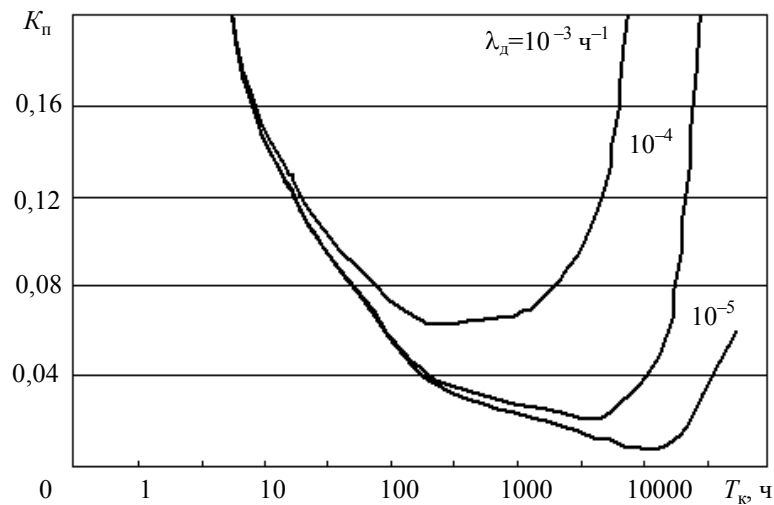


Рис. 2

Оптимальное значение периода контроля, при котором $K_{\text{п}} = K_{\text{п.мин}}$, найдем из условия

$$\frac{\partial K_{\text{п}}}{\partial T_{\text{к}}} = 0. \quad (15)$$

Частная производная выражения (15) имеет вид

$$\frac{\partial K_{\text{п}}}{\partial T_{\text{к}}} = \frac{(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}})^2 (1 - e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}}) [T_{\text{к}}(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}) + \tau_{\text{к}}]}{(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}})^2 [T_{\text{к}}(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}) + \tau_{\text{к}}]^2} - \frac{(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}})^2 \left\{ \tau_{\text{к}} + (1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}) [T_{\text{к}} - \lambda_{\text{д}}^{-1} (1 - e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}})] \right\}}{(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}})^2 [T_{\text{к}}(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}) + \tau_{\text{к}}]^2}. \quad (16)$$

Так как знаменатель в выражении (16) конечен, то производная $\frac{\partial K_{\text{п}}}{\partial T_{\text{к}}}$ может равняться нулю только при условии

$$(1 - e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}}) [T_{\text{к}}(1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}) + \tau_{\text{к}}] - \tau_{\text{к}} - (1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}) \left[T_{\text{к}} - \frac{1}{\lambda_{\text{д}}} (1 - e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}}) \right] = 0. \quad (17)$$

В результате преобразований получим

$$\lambda_{\text{д}} T_{\text{к}} e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}} + e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}} + \frac{\lambda_{\text{д}} \tau_{\text{к}}}{1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}} e^{-\lambda_{\text{д}}T_{\text{к}}} - 1 = 0. \quad (18)$$

Пусть $x = \lambda_{\text{д}} T_{\text{к.опт}}$, $a = \frac{\lambda_{\text{д}} \tau_{\text{к}}}{1 + \Lambda\tau_{\text{р}} + M\tau_{\text{ТО}}}$, где $T_{\text{к.опт}}$ — оптимальный период диагностирования. Тогда выражение (18) примет следующий вид:

$$x e^{-x} + e^{-x} + a e^{-x} - 1 = 0. \quad (19)$$

Поделим обе части уравнения (19) на e^{-x} , затем разложим e^x в ряд Маклорена, и, ограничившись тремя первыми членами разложения, получим уравнение для последующего определения значения $T_{\text{к.опт}}$:

$$\frac{1}{2}x^2 \approx a. \quad (20)$$

Положительный корень уравнения (20) $x \approx \sqrt{2a}$.

После обратной подстановки $x = \lambda_d T_{к.опт}$, $a = \frac{\lambda_d \tau_k}{1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}}$ в выражение (20) нахо-

дим

$$T_{к.опт} = \sqrt{\frac{2\tau_k}{1 + \Lambda \tau_p + M \tau_{ТО}} \frac{1}{\lambda_d}}. \quad (21)$$

С учетом сделанных при постановке задачи допущений о том, что во время технического обслуживания и ремонта не возникает отказов, выражение (21) принимает окончательный вид:

$$T_{к.опт} \approx \sqrt{\frac{2\tau_k}{\lambda_d}},$$

откуда следует, что чем больше продолжительность контроля, тем больше должен быть и период контроля, и чем чаще появляются скрытые отказы, тем чаще следует проводить диагностирование.

Заключение. На практике дефекты электрооборудования, которые могут быть определены средствами диагностирования, часто не выявляются своевременно вследствие неправильно выбранной периодичности его проведения. Применение диагностирования с оптимальной периодичностью позволит уменьшить суммарную продолжительность вынужденных простоев и повысить коэффициент готовности систем электроснабжения, при этом существенно сократится количество аварийных отказов оборудования, причинами возникновения которых являются скрытые дефекты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 15467-79. Управление качеством продукции. Основные понятия. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1979.
2. Левин В. М. Оценка эффективности обслуживания электрических сетей по фактическому состоянию // Методы и средства оценки технического состояния энергетического оборудования / Под ред. А. И. Таджибаева. СПб.: Петербург. энергетический ин-т повышения квалификации, 2006. Вып. 30. 444 с.
3. Вигман Г. Л. Определение оптимального периода контроля для информационных систем длительного действия // Вопр. радиоэлектроники. 1964. Вып. 21. С. 72—78.
4. Вигман Г. Л. Определение оптимального периода контроля сложной радиоэлектронной аппаратуры // Там же. 1965. Вып. 11. С. 16—26.
5. Венцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория вероятностей и ее инженерные приложения. М.: Наука, 1988. 480 с.

Сведения об авторах

- Владимир Викторович Карагодин** — канд. техн. наук, доцент; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра электроснабжения наземных комплексов, Санкт-Петербург; профессор
- Евгений Павлович Вишняков** — адъюнкт; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра электроснабжения наземных комплексов, Санкт-Петербург; E-mail: vishnya-494@mail.ru

Рекомендована кафедрой электроснабжения наземных комплексов

Поступила в редакцию 24.04.09 г.

НОВЫЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК: 378.14.015.62:658.52+53.08+681.2

С. А. БОЯШОВА

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ПОНЯТИЮ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ КОМПЕТЕНТНОСТИ СПЕЦИАЛИСТА

Рассматриваются системный и метрологический подходы к понятию профессиональной компетентности специалиста, которое служит основой для разработки методологии измерений в автоматизированной системе тестирования при оценке уровня подготовки специалистов.

Ключевые слова: профессиональная компетентность, автоматизированная система тестирования, система сертификации, системный подход, метрологический подход.

Понятие „профессиональная компетентность“, которому в современной педагогической литературе [1] уделяется особое внимание, понимается как совокупность определенных качеств специалиста, таких как знания, умения, навыки. В психологии компетентность понимается как сочетание психических способностей человека к различным видам деятельности.

С учетом многообразия сфер деятельности человека выделяют основные составляющие элементы компетентности: социальные; общенаучные; общепрофессиональные (инвариантные к профессиональной деятельности); общекультурные; специальные (профессиональные).

Все существующие формулировки понятия „компетентность“ представляются значимыми только при условии определения их целевого назначения: если понятие используется с целью планирования учебной деятельности в образовательном учреждении, то компетентность обучающегося следует рассматривать в педагогическом аспекте; если понятие используется с целью оценки уровня индивидуального развития человека, то компетентность следует рассматривать в психологическом аспекте.

Вне зависимости от выбранного подхода следует учесть, что любое понятие приобретает смысл только в том случае, если оно поддается количественной оценке, т.е. измерению с заданной точностью. В связи с этим является актуальным развитие прикладных областей общей теории измерений (метрологии) для педагогических явлений и процессов (педагогической метрологии).

Педагогическая метрология — это новый раздел метрологии об измерениях, методах, средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности результатов в педагогике. Педагогическая метрология, как и общая, подразделяется на теоретическую, законодательную и практическую. При этом практическая педагогическая метрология связана с применением теоретических основ измерений с учетом предъявляемых образовательными стандартами требований.

Для построения основ педагогической метрологии необходимо определить понятие „профессиональной компетентности“ с целью его количественной оценки.

Для преобразования педагогических понятий из качественной формы (неформализованный вид) в формализованный вид используются аксиомы, сформулированные, в частности, в работе [2].

Основой формализованной структуры любой области знаний (учебной дисциплины) являются идентификаторы, обозначающие понятия и взаимосвязи между ними. Понятие определяется словом или группой слов, обозначающих объект реального мира, процесс или их свойство. Взаимосвязи устанавливают причинно-следственную зависимость между объектами (процессами, свойствами), определенную данными понятиями. Каждое понятие — абстракция, обретающая конкретное содержание путем установления его взаимосвязей с другими понятиями. Взаимосвязь между двумя понятиями конкретизируется содержанием свойств, которые определяют взаимные изменения объектов (процессов). На каждый момент времени количество понятий учебной дисциплины конечно, и, следовательно, конечно количество взаимосвязей между ними.

Идентификаторами понятий являются термины. Точность научного описания объектов педагогических исследований зависит от точности терминологии.

Под понятием „профессиональная компетентность“ будем понимать свойство (качество) специалиста, которое приобретается им в процессе профессиональной подготовки и представляет собой сложную систему, состоящую из более простых подсистем (понятий).

Среди известных определений слова „компетентный“, таких как надлежащий, способный, знающий, сведущий в определенной области, имеющий право по своим знаниям или полномочиям делать или решать что-либо, можно выделить три основных: „знающий“, „способный“ и „делающий“.

Следовательно, понятие „профессиональная компетентность“ может рассматриваться как качественная характеристика уровня подготовки специалиста в сфере его профессиональной деятельности (или приобретаемая и изменяющаяся в процессе учебной деятельности), состоящая из двух основных показателей: грамотность и способность к профессиональной деятельности.

Применительно к исследуемой теме будем рассматривать только учебную деятельность, которая представляет собой систему, состоящую из собственно учения как функции обучаемого и преподавания как функции обучающего.

При построении дальнейших рассуждений остановимся на процессе учения специалиста. В педагогическом аспекте учение ориентировано на те особенности развития человека, которые вырабатываются в целенаправленно созданных воспитательных и учебных условиях. В психологическом аспекте учение рассматривается как процесс развития интеллекта и такая форма деятельности, в ходе которой изменяется поведение и психические свойства человека как под влиянием внешних условий, так и в результате собственных действий. В свою очередь, изменение психических свойств связано с появлением в психической системе человека новых форм, которые психологи называют „знаниями“, „умениями“ и „навыками“. Чем выше уровень развития психики индивидуума, тем выше уровень знаний, умений и навыков, сформированных в процессе учебной деятельности.

Исходя из вышеизложенного, можно определить исследуемые понятия.

Грамотность — система, представляющая собой совокупность взаимосвязанных элементов: усвоенной информации (знания), усвоенных операций действия (навыки), усвоенных видов деятельности (умения); связи между этими элементами определяются потенциальными возможностями конкретного человека (интеллектуальными, физическими и др.).

Способность к профессиональной деятельности — система, представляющая собой совокупность взаимосвязанных элементов: быстроты воспроизведения знаний, быстроты

воспроизведения навыков, быстроты воспроизведения умений; связи между этими элементами также определяются потенциальными возможностями конкретного человека.

В составленных на основе системного подхода определениях навык рассматривается как автоматизированный элемент умения, а умение — как целостное действие. В процессе учения человека каждое умение может преобразовываться в автоматизированный навык, составляющий элемент более сложного умения, которое содержит большее количество действий.

Изменение уровня знаний, умений и навыков в процессе подготовки специалиста может быть определено количественно.

В качестве интегрированной характеристики грамотности специалиста можно ввести относительную безразмерную величину α — показатель уровня грамотности:

$$\alpha = \sqrt{\alpha_Z^2 + \alpha_N^2 + \alpha_Y^2},$$

где $\alpha_Z, \alpha_N, \alpha_Y$ — показатели степени усвоения знаний, навыков и умений соответственно.

Показатель $\alpha_Z = \Delta Z / Z$, где ΔZ — объем усвоенных понятий (знаний), Z — необходимый объем понятий; $\alpha_N = \Delta N / N$, где ΔN — количество усвоенных навыков, N — количество навыков, необходимых для усвоения; $\alpha_Y = \Delta Y / Y$, где ΔY — количество усвоенных умений в профессиональной области, Y — количество умений, необходимых для усвоения.

В качестве интегрированной характеристики способности специалиста к профессиональной деятельности можно ввести размерную величину β — скорость воспроизведения действий:

$$\beta = \sqrt{\beta_Z^2 + \beta_N^2 + \beta_Y^2},$$

где $\beta_Z, \beta_N, \beta_Y$ — скорость воспроизведения знаний, навыков и умений соответственно.

Величина $\alpha_Z = \Delta Z / Z$, где ΔZ — объем воспроизводимых знаний, Δt — время воспроизведения; $\beta_N = \Delta N / N$, где ΔN — количество воспроизводимых навыков; $\beta_Y = \Delta Y / Y$, где ΔY — количество воспроизводимых умений.

Таким образом, интегрированной характеристикой профессиональной компетентности будет размерная величина φ , равная

$$\varphi = \sqrt{\left(\alpha_Z \frac{\Delta Z}{\Delta t}\right)^2 + \left(\alpha_N \frac{\Delta N}{\Delta t}\right)^2 + \left(\alpha_Y \frac{\Delta Y}{\Delta t}\right)^2}.$$

Из приведенных выше определений следует, что исследуемые понятия „грамотность“, „способность к профессиональной деятельности“, „профессиональная компетентность“ могут быть формализованы и могут подлежать количественной оценке (измерению). В соответствии с общепринятыми метрологическими правилами для измерения количественных характеристик исследуемых величин (понятий) необходимо определить их единицы.

Введем обозначения единиц величин (понятий): единица объема усвоенных знаний — одно понятие n_Z ; единица объема (или количества) навыков — одно понятие n_N ; единица объема (или количества) умений — одно понятие n_Y .

Построение системы педагогических величин (понятий) и их единиц проведено по методу Гаусса, согласно которому выбираются произвольно несколько величин независимо друг от друга (усвоенные знания, навыки, умения, время).

Совокупность основных и производных единиц для заданной системы величин образует систему единиц величин (СЕПВ) (табл. 1, 2).

Таблица 1

Основная величина		Единица	
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение
Объем знаний	ΔZ	Понятие	n_Z
Объем навыков	ΔN	Понятие	n_N
Объем умений	ΔY	Понятие	n_Y
Время	t	Секунда	с

Таблица 2

Производная величина		Размерность	Единица
Наименование	Обозначение		
Показатель степени усвоения знаний	α_Z	Безразмерный	—
Показатель степени усвоения навыков	α_N	Безразмерный	—
Показатель степени усвоения умений	α_Y	Безразмерный	—
Показатель уровня грамотности	α	Безразмерный	—
Скорость воспроизведения знаний	β_Z	$\dim \beta_Z = Zt^{-1}$	n_Z/c
Скорость воспроизведения навыка	β_N	$\dim \beta_N = Nt^{-1}$	n_N/c
Скорость воспроизведения умения	β_Y	$\dim \beta_Y = Yt^{-1}$	n_Y/c
Скорость воспроизведения действий	β	$\dim \beta = ZYNt^{-1}$	n_{ZYN}/c
Профессиональная компетентность	φ	$\dim \varphi = ZYNt^{-1}$	n_{ZYN}/c

Рассмотренные в настоящей статье понятия и соответствующие этим понятиям термины являются основным компонентом системы основных понятий педагогической метрологии. Функциональное назначение системы заключается в обеспечении процесса педагогических исследований формализованными знаниями, позволяющими перейти от качественной к количественной оценке результатов подготовки специалистов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Байдено В. И. Компетентностный подход к проектированию государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования (методологические и методические вопросы): Метод. пособие. М., 2005.
2. Вольнец Ю. Ф. Теоретические основы построения и сущность процесса обучения в автоматизированной среде подготовки специалистов ВМФ: Автореф. дис.... д-ра пед. наук. СПб., 2000.

Сведения об авторе

Светлана Анатольевна Бояшова — канд. пед. наук, Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики; нач. отдела мониторинга; E-mail: boyashova@mail.ru

Рекомендована Университетом

Поступила в редакцию
10.02.09 г.

SUMMARY

P. 3—6.

SENSITIVITY OF *A PRIORY* LOGICAL PROBABILITY CONCLUSION IN INTELLECTUAL INFORMATIONAL SYSTEMS

A method is proposed for estimation of the effect of initial data variation on an *a priory* conclusion in a fragment of algebraic Bayes net. The method is based on solution of a set of linear programming problems. An upper estimate is derived for conclusion sensitivity depending linearly on initial data variation radius.

Keywords: estimation of sensitivity, logical probability conclusion, algebraic Bayes net.

Data on author

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

P. 6—10.

TECHNOLOGY OF ERGONOMIC PROVISION IN DESIGN OF AUTOMATED WORKPLACE OF INTEGRATED AUTOMATED CONTROL SYSTEM

Application of ergonomic principles to design of automated workplace (AWP) as a component of an integrated automated control system is considered for the case when the AWP users have a humanitarian education.

Keywords: ergonomic component, automated control system, corporate network.

Data on author

Sergey A. Alekseev — Cand. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State Theatre Arts Academy;
E-mail: ksgati@tart.spb.ru

P. 11—17.

APPLICATION OF PARAMETRICAL APPROXIMATION FOR CONSTRUCTION OF PLANNED TRAJECTORIES OF MOBILE APPARATUS

Parametric polynomial curves of the fifth (or higher) degree are proposed for construction of planned trajectories of mobile apparatus. The planned trajectories are shown to possess the maximal possible curvature radius with starting and final points having given coordinates, directions, and curvatures. The proposed trajectories may be used as reference curves when automated or manual control over the apparatus motion is applied.

Keywords: motion trajectory, mobile apparatus, Bernstein polynomials, condition number.

Data on authors

Georgiy M. Dovgobrod — Cand. Techn. Sci.; Central Scientific Institute “Kurs”; Moscow; Leading Scientist;
E-mail: grsud@kyrs.ru

Lev M. Klyachko — Cand. Techn. Sci.; Central Scientific Institute “Kurs”; Moscow; General Director;
E-mail: klyachko@kyrs.ru

Andrey V. Rogozhnikov — Cand. Techn. Sci.; Central Scientific Institute “Kurs”; Moscow; Deputy Chief Engineer;
E-mail: rav@kyrs.ru

P. 18—25.

OPTIMIZATION METHOD FOR SPACE VEHICLE ONBOARD PROGRAM OF NAVIGATIONAL MEASUREMENTS

The problem of optimization of navigational measurements program on board of a space vehicle is considered. A method is proposed to solve the problem on the basis of the known Rozenbrok computing scheme. The method includes a procedure of random search for detailed analysis of a neighborhood of a point of supposed extremum. Computed results are presented for various values of a space vehicle orbit eccentricity and navigational parameters: two angles “a star — horizon of the Earth” and angular diameter of the Earth.

Keywords: spacecraft autonomous navigation systems, planning of navigational measurements, optimization methods for measurements programs.

Data on author

Yury S. Krasnov — Titov Main Test Centre, Krasnoznamensk; Scientist; E-mail: yskras@yandex.ru

P. 25—31.

ANALYSIS OF A MODEL OF VISION SYSTEM CELLS ON THE BASE OF THE MINIMUM REPRESENTATION LENGTH PRINCIPLE FOR IMAGE DESCRIPTION

Theoretical analysis of an informational model of visual cortex cell selective to spatial patterns is carried out. Methods of textural segmentation based on accepted model are demonstrated to diminish representation length of image description. Explicit application of image description length as an objective function is shown to allow for the model improvement.

Keywords: visual cortex, model of neuron, minimal description length, textural segmentation.

Data on authors

Alexey S. Potapov — Dr. Techn. Sci.; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Photonics; E-mail: pas.aicv@gmail.com

Igor P. Gurov — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Computer Photonics

Anton N. Averkin — Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics; Department of Computer Photonics; E-mail: ant-averkin@rambler.ru

P. 32—34.

AUTOMATED FILTRATION METHOD FOR SPAM CONTROL

A method for control over undesirable electronic correspondence distributed via the Internet is proposed. The method is based on automated filtration of electronic messages with the use of Bayes theory.

Keywords: spam, the undesirable electronic correspondence, maintenance of information safety.

Data on authors

Maria A. Semenova — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Safety Information Technologies;
E-mail: semeonova-maria@rambler.ru

Veniamin A. Semenov — Cand. Techn. Sci.; Head Office of Bank of Russia in St. Petersburg; Department of Security and Information Protection Control, expert;
E-mail: semenov-veny@yandex.ru

P. 35—42.**THE PROBLEM OF INTERVAL CROSS-COMMUNICATIONS IN DYNAMIC SYSTEMS OF THE “2D INPUT — OUTPUT” CLASS WITH QUASI-SIMILAR CHANNELS**

The problem of secure operability of dynamic system with quasi-similar channels is analyzed on the base of dependence between the stability factor of separate channel and argument of cross-channel links matrix. Solution to the problem is obtained with an estimate of channel dissimilarity degree as a parameter.

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

Data on authors

- Evgeny D. Likholetov* — Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: bsboris@gmail.com
- Anatoly V. Ushakov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: ushakov-AVG@yandex.ru
- Artem Yu. Tsvetarnyi* — Post-Graduate Student; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Department of Control Systems and Informatics; E-mail: Taifyn@nm.ru

P. 42—48.**LIMITING CONTINUOUS MODEL OF SYSTEM WITH HIGH-FREQUENCY STRUCTURE VARIATION**

For system with periodical structure variation, a limiting model is derived in the form of a vector – matrix differential equation. The model describes the system limit when period of the structure variation tends to zero. The model is applied to examine a pulsed dc step-up transformer. Mathematical modeling is used to estimate the proximity of continuous limiting model to actual alternating structure system.

Keywords: high-frequency periodic change of structure, limiting continuous model.

Data on author

- Anatoly I. Korshunov* — Dr. Techn. Sci., Professor; Popov Navy Institute of Radioelectronics, Department of Microradioelectronics, St. Petersburg; E-mail: a.i.korshunov@mail.ru

P. 49—52.**DISCREET FILTERING ALGORITHM WITH INTERMEDIATE SMOOTHING OF INPUT SIGNAL COUNTS**

A discreet filtering algorithm with intermediate summation of input signal counts is proposed. Comparison of accuracy characteristics and computation effectiveness of the new algorithm with known algorithms is presented.

Keywords: discreet signal, intermediate summation, discreet filtering, signal-to-noise ratio.

Data on author

- Sergey I. Ziatdinov* — Dr. Techn. Sci., Professor; St. Petersburg State University of Space Instrument Making, Department of Information-Network Technologies; E-mail: kaf53@GUAP.ru

P. 53—57.

A DIGITAL PHASE LOCK LOOP WITH CLOCK PERIOD INTERPOLATION

Digital phase-synchronization systems with clock period interpolation effected by implementation of local generator operated in multiphase ring circuit and application of phase interpolation elements are considered. Diagrams of controllable delay element – ring generator unit – and phase interpolation element are presented. Principles of design of phase-synchronized interpolation devices with relay and sawtooth characteristics of phase comparison circuit are described.

Keywords: ring oscillator, pulse frequency, delay element, phase interpolation, Delay Lock Loop, Phase Lock Loop.

Data on author

Valery A. Chulkov — Cand. Techn. Sci.; Penza State Academy of Technology, Department of Computers and Computing Systems; E-mail: chu@pgta.ac.ru

P. 58—62.

PROTECTION OF STRIP POWER AMPLIFIERS AGAINST OVERLOADS AND AMPLITUDE MODULATION OF HIGH-POWER SIGNALS

Bipolar transistor is shown to constitute a controllable clipper of high-power signals with the range of about 40 dB. Possible applications of bipolar transistors in overload-protection devices for strip power amplifiers as well as in modulators of high-power signal amplitude are described.

Keywords: bipolar transistor, modulator, strip power amplifier, pass band.

Data on author

Alexander A. Titov — Dr. Techn. Sci., Professor; Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics; Department of Radioelectronics and Information Security; E-mail: titov_aa@rk.tusur.ru

P. 63—67.

VALUATION OF ADEQUACY FOR COMPUTER MODEL OF OPTO-ELECTRONIC SYSTEM

Some methods of adequacy valuation for computer model of opto-electronic system are considered. A procedure of computer model optimization with the use of the adequacy criterion is described.

Keywords: opto-electronic system, modelling, computer model.

Data on authors

Irina P. Torshina — Cand. Techn. Sci.; Moscow State University of Geodesy and Cartography, Department of Opto-Electronic Instruments; E-mail: torshinai@yandex.ru

Yury G. Yakushenkov — Dr. Techn. Sci., Professor; Moscow State University of Geodesy and Cartography, Department of Opto-Electronic Instruments; E-mail: yakush@miigaik.ru

P. 68—72.

IMPROVEMENT OF ACCURACY OF RECIRCULATION RANGEFINDER BASED

Accuracy of precise laser rangefinders employing a two-wavelength diode laser is considered. Information on speed of wave propagation along the trace is obtained in optoelectronic recirculation mode at the two wavelengths and is used for range calculation.

Keywords: recirculation rangefinder, diode laser, comparator.

Data on author

Vladimir L. Kozlov — Cand. Techn. Sci.; Belorussia State University, Department of Quantum Radioelectronics, Minsk; E-mail: KozlovVL@bsu.by

P. 73—76.**REDUCTION IN SURFACE ROUGHNESS OF A GLASS CERAMIC SUBSTRATE TO NANOMETER SIZE**

Variation of surface roughness of standard glassceramics ST-50-1 substrate under the action of CO₂ laser radiation is investigated. Operation conditions affording surface peaks size reduction down to 20 nm. Further reduction in the roughness is shown to be achievable to allow for formation of surface nanostructures. The problem of temporal stability of resulting surface characteristics is discussed. Control over topology of the surface being worked is performed with scanning sounding microscope Solver P47 Pro.

Keywords: nanostructure, sounding microscopy, action of radiation, glassceramics.

Data on authors

- Valery V. Besogonov* — Cand. Techn. Sci.; Izhevsk State Technical University, Department of Laser Systems; E-mail: besog@udman.ru
- Irina N. Skvortsova* — Post-Graduate Student; Institute of Applied Mechanics of Ural Branch of Russian Academy of Sciences, Izhevsk; E-mail: skvo777@mail.ru

P. 76—81.**ESTIMATION OF OPTIMAL INSPECTION INTERVAL FOR ELECTRICAL MACHINERY DIAGNOSTICS**

The problem of diagnostic of electrical equipment of power supply systems is considered. A method to estimate the optimal inspection interval is proposed. The procedure can be carried out in the course of the powery supply systems operation.

Keywords: electrical power supply system, reliability, defect, technical condition, inspection interval.

Data on authors

- Vladimir V. Karagodin* — Cand. Techn. Sci.; Mozhaysky Military-Space Academy, Department of Electricity Supply System, St. Petersburg
- Evgeny P. Vishnyakov* — Post-Graduate Student; Mozhaysky Military-Space Academy, Department of Electricity Supply System, St. Petersburg; E-mail: vishnya-494@mail.ru

P. 82—85.**METROLOGICAL APPROACH TO THE CONCEPT OF SPECIALIST PROFESSIONAL COMPETENCE**

Systematic and metrological approaches to the concept of professional competence of a specialist are considered. The concept is applied for development of measurement methodology in automated testing system aimed at estimation of training level of a specialist.

Keywords: professional competence, automated testing system, certification system, systematic approach, metrological approach.

Data on author

- Svetlana A. Boyashova* — Cand. Pedag. Sci; St. Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, Head of Monitoring Department; E-mail: boyashova@mail.ru